

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Výkonová jednotka trojfázového střídače
Power Unit of Three-Phase Inverter

2015

Lukáš Kořený

Zadání bakalářské práce

Student:

Lukáš Kořený

Studijní program:

B2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612R003 Aplikovaná elektronika

Téma:

Výkonová jednotka trojfázového střídače
Power Unit of Three-Phase Inverter

Zásady pro vypracování:

1. Proved'te rozbor funkce a způsobů řízení trojfázového střídače
2. Navrhněte a realizujte výkonovou jednotku střídače s využitím hybridních modulů
3. Na realizovaném vzorku střídače proved'te ověření funkce a změřte průběhy nejdůležitějších veličin

Seznam doporučené odborné literatury:

Dle pokynů vedoucího závěrečné práce

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2014

Datum odevzdání: 07.05.2015



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 7. 5. 2015

.....
Lukáš Koríný.....

Podpis autora

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Petrovi Palackému, Ph.D. za odborné rady a metodické vedení práce a panu Ing. Jiřímu Špičkoví za cenné rady a pomoc při návrhu plošných spojů.

Abstrakt

Cílem bakalářské práce je navrhnout a zkonstruovat výkonovou jednotku trojfázového střídače pro napájení asynchronních motorů malých výkonů. Výkonová jednotka je řešena s využitím hybridního modulu. V úvodní části práce jsou popsány základní principy napěťových střídačů s možnostmi jejich řízení. Následně je popsána samotná konstrukce výkonové části a řešení dílčích úloh při navrhování jednotky. Na závěr je provedeno měření s ověřením funkce zařízení.

Klíčová slova

Střídač, měnič kmitočtu, hybridní modul, výkonová jednotka, IGBT tranzistor, napájení motorů

Abstract

The aim of this bachelor thesis is design and construct power unit of three-phase inverter for power supply of asynchronous motor. Power unit is solved with hybrid module. In introduction are described basic principles of voltage inverters with the options of their driving. Subsequently, there is described construction of the power unit itself and solution of specific tasks during designing unit. At the conclusion a measurement is performed along with function verification of the device.

Key words

Inverter, frequency converter, hybrid circuit, power unit, IGBT transistor, power supplies of motors

Seznam použitých symbolů

Značka	Popis	Jednotka
η	Účinnost	[-]
$\cos\varphi$	Účinník motoru	[-]
ψ	Úhel sepnutí	[°]
C_F	Filtrační kondenzátor v meziobvodu	[F]
E_{on}	Energie potřebná pro zapnutí tranzistoru	[J]
E_{off}	Energie potřebná pro vypnutí tranzistoru	[J]
f_{sw}	Spínací frekvence	[Hz]
I_{cm}	Amplituda proudu zátěže	[A]
I_{zef}	Efektivní hodnota proudu zátěže	[A]
m_a	Hloubka modulace	[-]
P	Maximální přenášený výkon	[W]
P_{cond}	Ztráty vedením	[W]
P_{cond_Diode}	Ztráty vedením zpětné diody	[W]
P_{cond_IGBT}	Ztráty vedením IGBT tranzistoru	[W]
P_{mot}	Přibližný činný výkon motoru	[W]
P_{SW}	Spínací ztráty	[W]
$P_{tot(AV)}$	Střední hodnota celkového ztrátového výkonu	[W]
P_Z	Ztrátový výkon	[W]
R_{AK}	Odpor zpětné diody v sepnutém stavu	[Ω]
R_{CE}	Odpor IGBT tranzistoru v sepnutém stavu	[Ω]
R_{thc-h}	Tepelný odpor pouzdro - chladič	[K/W]
R_{thh-a}	Tepelný odpor chladič - okolí	[K/W]
R_{thj-c}	Teplený odpor přechod - pouzdro	[K/W]
T_a	Teplota okolí	[°C]
T_j	Teplota přechodu	[°C]
U_{2ef}	Efektivní hodnota napětí na sekundárním vinutí transformátoru	[V]
U_F	Úbytek napětí na diodách	[V]
U_d	Napětí ve stejnosměrném meziobvodu	[V]
U_{dpp}	Zvlnění napětí meziobvodu (špička – špička)	[V]
U_{Zef}	Efektivní hodnota fázového napětí na zátěži	[V]
U_{ZSef}	Efektivní hodnota sruženého napětí na zátěži	[V]
$U_{Zm(1)}$	Amplituda 1. harmonické fázového napětí zátěže	[V]
$U_{ZSm(1)}$	Amplituda 1. harmonické sruženého napětí zátěže	[V]

OBSAH

1	Úvod	1
2	Měníče kmitočtu	2
3	Střídače	3
3.1	Rozdělení střídačů	3
3.2	Základní obvodové principy střídačů	3
3.3	Napěťové střídače	4
4	Řízení výstupního napětí	5
4.1	Obdélníkové řízení	6
4.2	Pulsně šířková modulace (PWM)	7
5	Reálný trojfázový střídač napětí	9
5.1	Vliv spínání zpětných diod	12
6	Realizace	13
6.1	Hybridní moduly	14
6.2	Napájecí zdroj pro hybr. modul a čidla	15
6.3	Čidla	17
6.4	Maximální přenášený výkon	19
6.5	Výpočet kapacity kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu	20
6.6	Ochrana proti nadproudu (přetížení) – „Smart shutdown function“	21
6.7	Výpočet ztrátového výkonu na hybridním modulu	23
6.8	Teplotní regulace ventilátoru	26
7	Měření na měniči	27
8	Závěr	29
	Použitá literatura a zdroje	30
	Seznam příloh	1
	Příloha A: Fotografie výkonové jednotky	2
	Příloha B: Vnitřní struktura hybridního modulu a zároveň jeho typická aplikace	3
	Příloha C: Schéma zapojení výkonové jednotky	4
	Příloha D: Deska plošných spojů výkonové jednotky	5
	Příloha E: Seznam součástek	6

1 Úvod

V minulosti, kdy neexistovaly polovodičové měniče, které by zajistily plynulou a hospodárnou regulaci otáček asynchronního motoru se nabízely motory stejnosměrné, které umožňovaly jednoduché a plynulé řízení otáček, avšak bylo nutné převést střídavé napájení ze sítě na stejnosměrné, čímž se pohon prodražil. Asynchronní motory jsou relativně levné, velmi spolehlivé a konstrukčně jednoduché, ale mají také nevýhodné provozní vlastnosti. Jejich otáčky závisí na frekvenci a počtu pólů a nelze je regulovat v širokých mezích.

Rychlý rozvoj polovodičové techniky a výpočetní mikroelektroniky přispěl ke vzniku měničů kmitočtu. Použití měničů kmitočtu pro napájení asynchronních motorů odstraňuje problémy s řízením otáček a způsobilo významnou změnu v jejich použití. Motory s těmito měniči se rozšířily v levných aplikacích, kde se vyžaduje plynulé řízení otáček. V současnosti jsou střídavé regulované pohony považovány za nejperspektivnější typ elektrických pohonů. Důvodem je snaha o dosažení co největší spolehlivosti, účinnosti a bezúdržbového provozu.

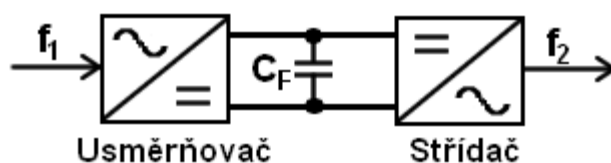
Základem těchto měničů je střídač realizovaný z IGBT nebo MOSFET tranzistorů. Mým cílem je navrhnout a zkonstruovat výkonovou jednotku takového měniče kmitočtu s napětovým střídačem s využitím hybridního modulu, který bude popsán v nadcházejících kapitolách.

2 Měníče kmitočtu

Měníč kmitočtu je elektronické zařízení, které zajišťuje změnu kmitočtu napájecího napětí.

Měníče kmitočtu dělíme:

- Nepřímé - umožňují řízení výstupního kmitočtu zcela nezávisle na kmitočtu vstupním. Skládají se z usměrňovače, který vstupní střídavé napětí a proud o určitém vstupním (síťovém) kmitočtu (f_1) usměrní, a ze střídače, který usměrněné napětí a proud rozstřídá na požadovaný kmitočet f_2 . Oba střídavé obvody jsou od sebe odděleny stejnosměrným meziobvodem s vyhlazovacím kondenzátorem C_F . Běžný rozsah výstupních kmitočtů je prakticky od nuly až do stovek Hz. [1] Pokud je ve stejnosměrném meziobvodu kondenzátor, jedná se o nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým střídačem. Je-li ve stejnosměrném meziobvodu cívka, jedná se o nepřímý měnič kmitočtu s proudovým střídačem.

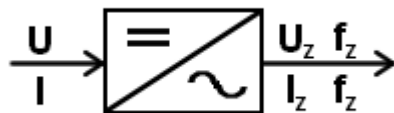


Obr. 2 Blokové schéma nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým střídačem [1]

- Přímé – umožňují vytvořit přímo (bez stejnosměrného meziobvodu) ze vstupního střídavého napětí o vstupním kmitočtu f_1 výstupní střídavé napětí s říditelným kmitočtem f_2 . Přímé měniče kmitočtu dělíme na měniče s vnější komutací – cyklokonvertory a měniče s vlastní komutací – maticové měniče. Cyklokonvertory se hodí pro napájení pomaloběžných synchronních motorů velkých výkonů s budícím vinutím. Jejich výstupní kmitočet je malý (polovina vstupního kmitočtu i méně).

3 Střídače

Střídač je měnič, který přeměňuje stejnosměrnou energii na střídavou energii. Představit si ho můžeme na následujícím obrázku:



Obr. 3 Střídač obecně

3.1 Rozdělení střídačů

Podle charakteru stejnosměrného napájecího zdroje (viz obr. 3) je dělíme na:

Napěťové – jsou napájeny ze zdroje napětí (zdrojem napětí rozumíme zdroj, jehož napětí U je nezávislé na odebíraném proudu). Výstupní veličinou je střídavé napětí U_z s kmitočtem f_z .

Proudové – jsou napájeny ze zdroje proudu (zdrojem proudu rozumíme zdroj, jehož proud I je nezávislý na připojené impedanci). Výstupní veličinou je střídavý proud I_z s kmitočtem f_z . V praxi se využívají v aplikacích s velkými výkony.

Podle počtu fází je dělíme na jednofázové nebo třífázové.

3.2 Základní obvodové principy střídačů

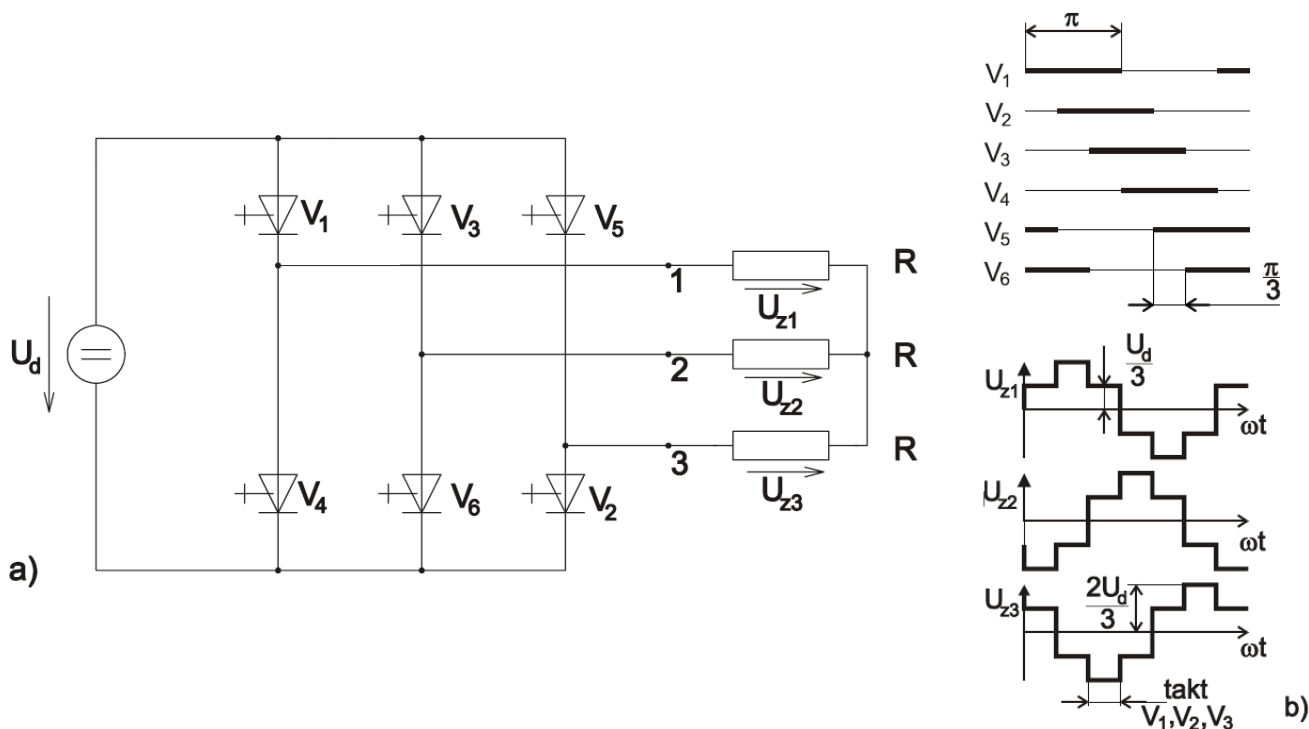
K dispozici máme jednofázová nebo trojfázová spojení střídače. Tato práce pojednává o trojfázovém střídači napětí, zaměříme se proto na trojfázová spojení. Kmitočet f výstupního napětí a proudu střídače je dán kmitočtem spínání spínacích součástek střídače. Výstupní úhlový kmitočet je $\omega = 2\pi f$.

Trojfázová spojení můžeme vytvořit ve 2 variantách:

- 1) Můstkové spojení – nejčastěji používané
- 2) Uzlové spojení – ve srovnání s můstkovým spojením vyžaduje navíc transformátor, běžně se proto nevyužívá.

ad. 1) Můstkové spojení

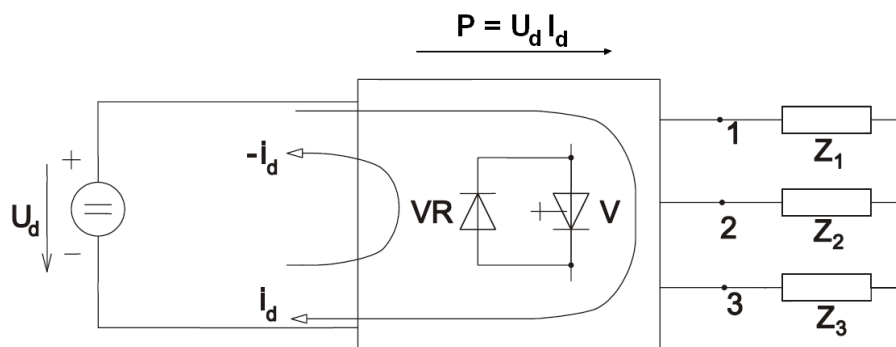
Budeme předpokládat čistě odporovou zátěž (R), tudíž spínače nerozepínají indukivní složku zátěže. Můstkové spojení trojfázového střídače se skládá z šesti vypínatelných součástek (obr. 3.1a), které spínají s odstupem elektrického úhlu $2\pi/6 = \pi/3$. Jsou-li intervaly sepnutí (neboli jak dlouho na součástky přivádíme zapínací impulsy), jednotlivých součástek rovny hodnotě π , jsou vždy sepnuty 3 součástky (obr. 3.1b).



Obr. 3.1 Trojfázový střídač v můstkovém spojení – a) schéma, b) spínací diagram a příslušné průběhy fázových napětí [2]

3.3 Napěťové střídače

Stejnosemnná strana střídače je připojena na zdroj napětí. Tím může být např. akumulátorová baterie nebo usměrňovač s poměrně velkou kapacitou připojenou na jeho stejnosměrný výstup. U reálné střídavé zátěže musíme respektovat její indukivní charakter, což ve střídavých obvodech způsobuje vznik činné a jalové složky výkonu.



Obr. 3.2 Průchod činného a jalového výkonu napěťovým střídačem [2]

Je-li střední hodnota stejnosměrného proudu I_d , pak pro výkon odebíraný ze zdroje U_d a dodávaný do zátěže platí:

$$P = U_d I_d \quad (1)$$

Protože polarita U_d se nemění, lze napsat, že se smyslem přenosu středního výkonu se mění taktéž smysl I_d .

$$P > 0 \rightarrow I_d > 0 \dots \dots \text{střídačový chod}$$

$$P < 0 \rightarrow I_d < 0 \dots \dots \text{usměrňovačový chod}$$

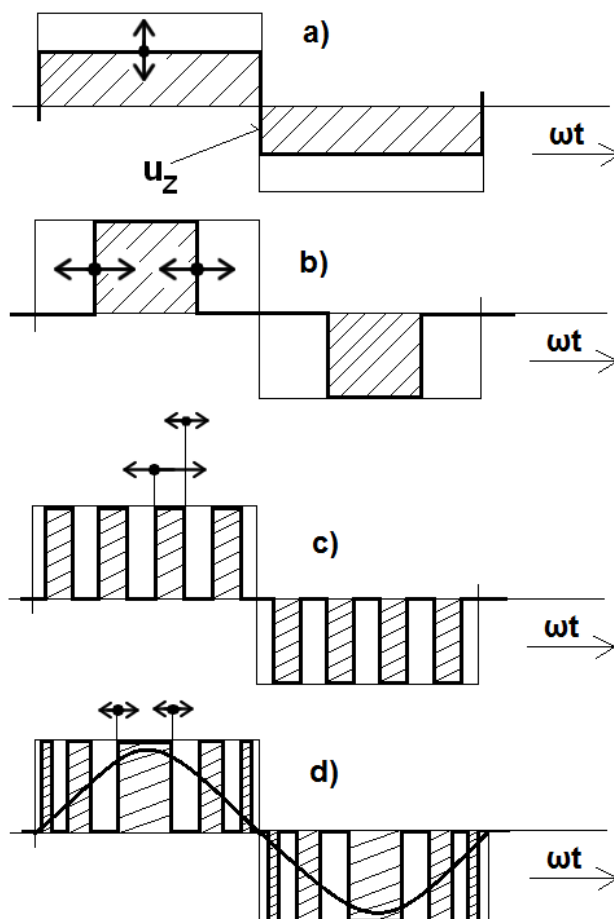
Z výše uvedeného vyplývá, že stejnosměrná strana střídače musí umožňovat průchod proudu v obou směrech. V obvodu střídače umožňují průchod proudu $i_d > 0$ vypínatelné součástky (V na obr. 3.2) a průchod proudu $i_d < 0$ umožňují tzv. zpětné diody (VR na obr. 3.2). Zpětná dioda je antiparalelně připojena ke každé vypínatelné součástce napěťového střídače (viz schéma obr. 5). Jako celek tvoří zpětné diody zpětný usměrňovač, který umožňuje usměrňovačový chod a odběr jalového výkonu zátěží.

4 Řízení výstupního napětí

Kromě řízení výstupního kmitočtu je v mnoha případech nutné řídit i výstupní napětí střídače (např. v aplikacích, kdy je střídač použit pro řízení rychlosti střídavého stroje).

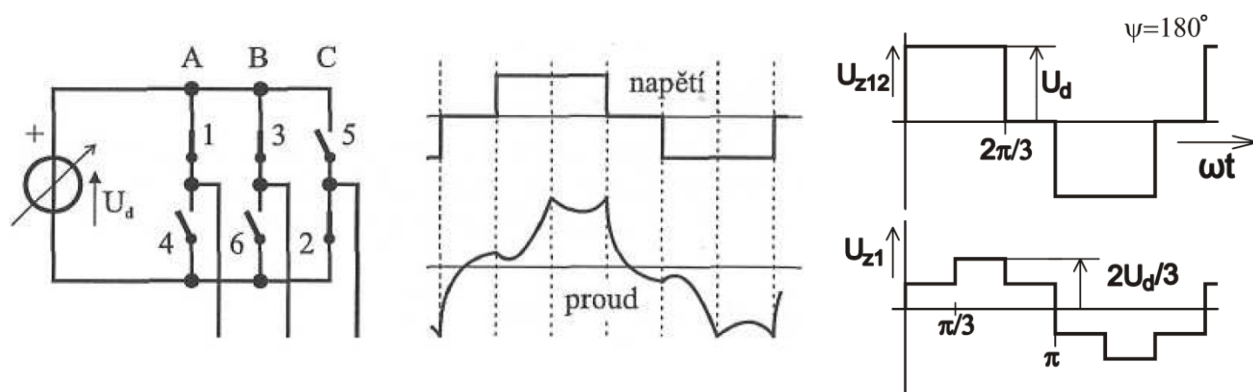
Máme několik způsobů řízení napětí:

- a) obdélníkové amplitudové
- b) obdélníkové šířkové
- c) šířkové pulsní
- d) šířkové pulsně modulované (PWM – Pulse Width Modulation)



Obr. 4 Způsoby řízení výstupního napětí napěťových střídačů [1]

4.1 Obdélkové řízení



Obr. 4.1 Časové průběhy výstupního napětí a proudu trojfázového střídače napětí s obdélkovým řízením (při $\psi = 180^\circ$) [8]

Vzhledem k jednoduchosti spínání není možné měnit amplitudu základní harmonické výstupního napětí. Pokud by byl tímto způsobem napájen asynchronní motor, bylo by nutné řídit napětí na vstupu do střídače.

Pro amplitudu 1. harmonické sdruženého napětí platí:

$$U_{ZSm(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d = 1,103 U_d \quad (2)$$

Amplituda 1. harmonické fázového napětí zátěže je:

$$U_{Zm(1)} = \frac{2}{\pi} U_d = 0,637 U_d \quad (3)$$

Pro efektivní hodnotu fázového napětí vychází:

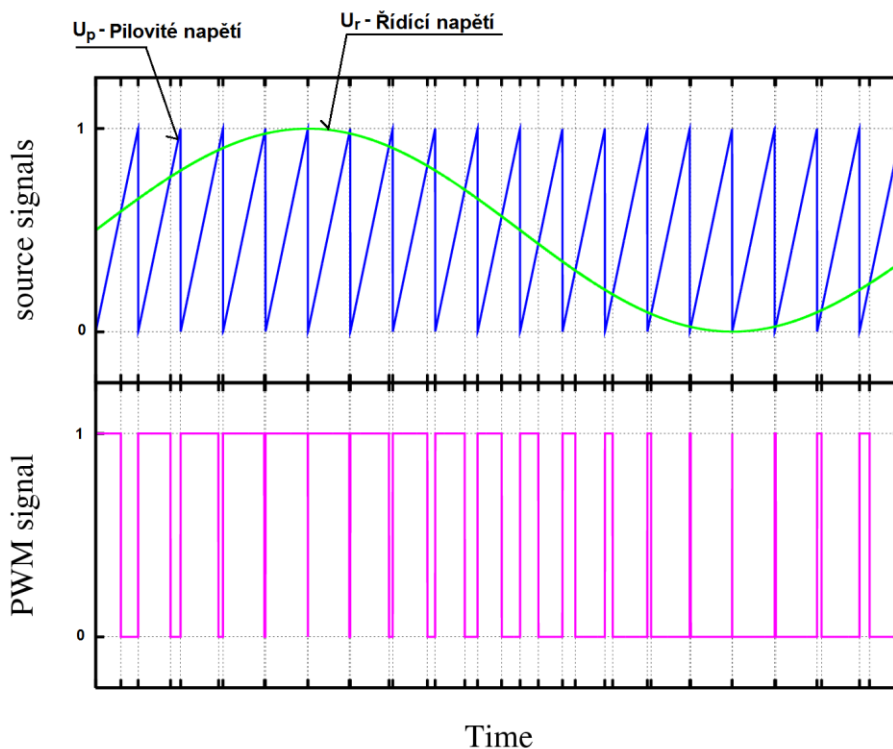
$$U_Z = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d \quad (4)$$

4.2 Pulsně šířková modulace (PWM)

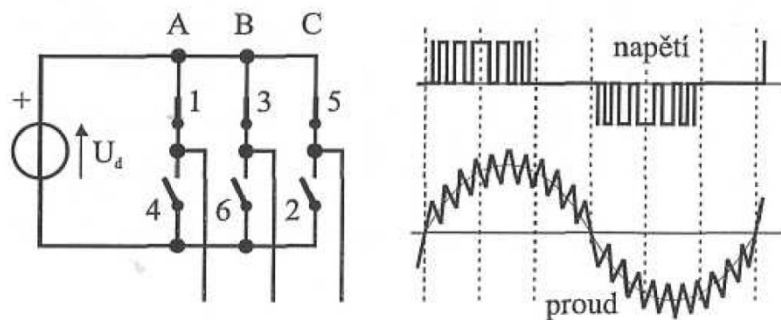
Jde o nejčastější způsob řízení napěťových střídačů a to s ohledem na příznivější skladbu vyšších harmonických výstupního napětí a proudů střídače. Pulsně šířková modulace umožňuje současnou změnu výstupního kmitočtu a základní harmonické výstupního napětí (obě veličiny řídíme ve střídači).

Pro řízení efektivní hodnoty výstupního napětí se v zásadě používají tyto způsoby PWM:

- komparační PWM – je vytvořena komparací trojúhelníkového nebo pilovitého napětí s řídicím, sinusovým napětím
- vektorová PWM – princip spočívá v realizaci vypočtené polohy a velikosti prostorového vektoru statorového napětí



Obr. 4.2 Princip vzniku PWM [7]



Obr. 4.3 Časové průběhy výstupního napětí a proudu trojfázového střídače napětí s pulsně šířkovou modulací [8]

Na obr. 4.3 je průběh sdruženého napětí, jehož obálku tvoří průběh pro obdélníkové řízení, a proud s podstatně vyšším obsahem základní harmonické.

Amplituda 1. harmonické fázového napětí zátěže může dosáhnout maximálně hodnoty (komparační PWM):

$$U_{zm(1)} = \frac{U_d}{2} = 0,5U_d \quad (5)$$

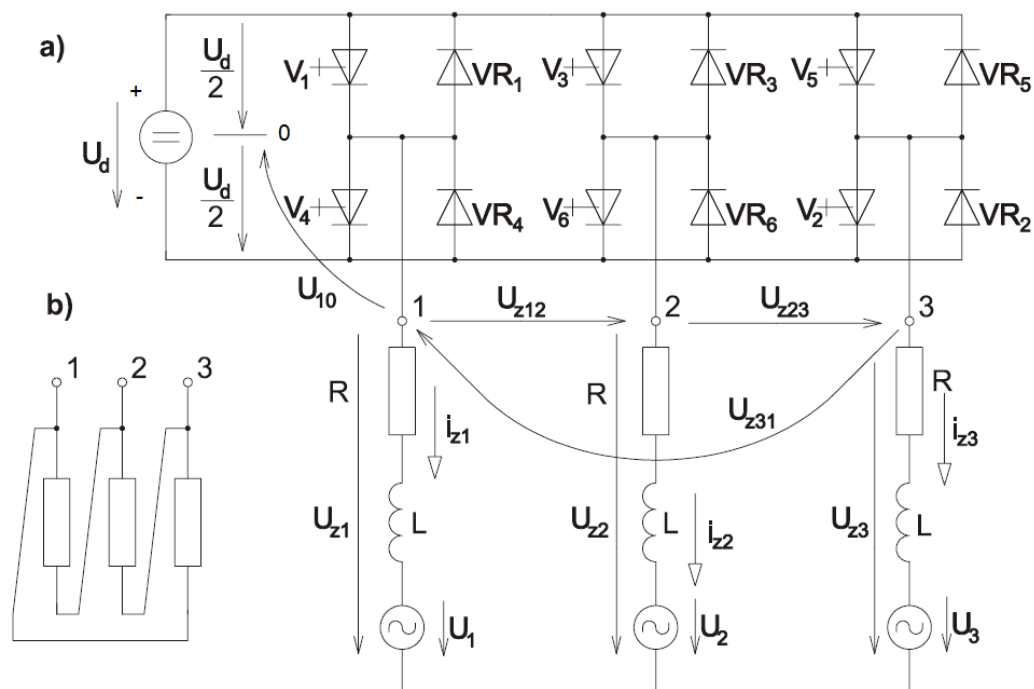
Amplituda 1. harmonické sdruženého napětí pak vychází:

$$U_{ZSm(1)} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d = 0,866U_d \quad (6)$$

Ve srovnání s obdélníkovým řízením je amplituda 1. harmonické o více než 20 % menší, což je nevýhodné. Vhodnou volbou průběhu modulačního signálu se dá při sledovaném způsobu řízení maximální velikost 1. harmonické složky napětí zátěže podstatně zvětšit. Řízení pomocí PWM vede ke snížení vyšších harmonických v průběhu fázových proudů, což příznivě ovlivňuje oteplení, hluk a pulzační momenty střídavých trojfázových strojů. Obdélníkové řízení se používá jen u méně náročných aplikací, zpravidla tam, kde řízení výstupního napětí střídače není požadováno (konstantní co největší šířka obdélníkové půlvlny a konstantní výška).

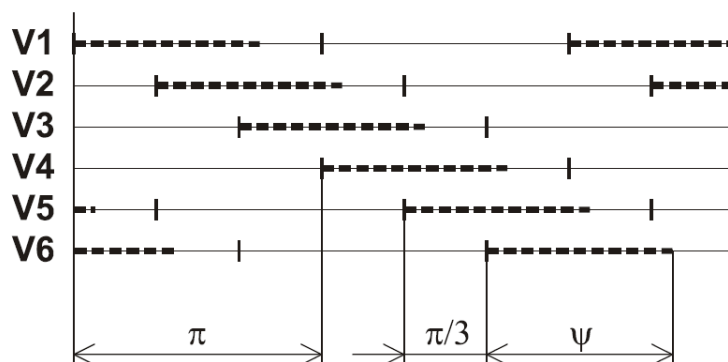
5 Reálný trojfázový střídač napětí

Analýza pro obdélníkové řízení



Obr. 5 Trojfázový napěťový střídač – a) schéma se zátěží zapojenou do Y, b) zátěž zapojená do $D[2]$

Střídač se skládá z šesti vypínatelných součástek a šesti zpětných diod, které jsou antiparalelně připojeny k vypínatelným součástkám. Zátěž může být zapojena do hvězdy (obr. 5a) nebo do trojúhelníka (obr. 5b). Provozní rozsah úhlu sepnutí ψ lze vysvětlit pomocí obr. 5.1.



Obr. 5.1 Úhly sepnutí součástek trojfázového střídače [2]

Provozní úhly sepnutí jsou intervaly, během kterých jsou na jednotlivé vypínatelné součástky vysílány zapínací impulsy. Úhly sepnutí ψ jednotlivých vypínatelných součástek jsou vyznačeny tečkovaně. Po tuto dobu by vedly spínače při odporové zátěži. Při napájení obecné zátěže však bude skutečný úhel vedení součástek záviset na velikosti indukčnosti zátěže. Doba vedení spínače bude dána součtem doby vedení spínače a jeho antiparalelní zpětné diody. Začátky intervalů po sobě číslovaných součástek jsou vzájemně posunuty o úhel $\pi/3$. Velikost ψ se může v určitém rozmezí měnit, ale musí být vždy u všech součástek stejný.

Regulační rozsah úhlu sepnutí trojfázového střídače je

$$\frac{\pi}{3} < \psi < \pi \quad (7)$$

Pokud budou hodnoty úhlu sepnutí ψ menší než $\pi/3$, bude sepnuta jen jedna vypínatelná součástka a proud se nemůže v obvodu uzavřít. V případě, že bude úhel sepnutí $\psi > \pi$ nastává situace, kdy dojde k překrývání úhlů sepnutí součástek jedné fáze. Toto je nepřipustné, neboť při současném sepnutí spínačů V1,V4 nebo V3,V6 nebo V5,V2 dochází ke zkratu stejnosměrného zdroje. Z toho důvodu mezi přepnutími výše jmenovaných dvojic musí být vždy vložena tzv. mrtvá doba (v anglické literatuře Dead time). Mrtvá doba musí být respektována řízením. Protože mrtvá doba je zanedbatelně malý interval, uvádí se běžně, že úhel sepnutí trojfázového střídače lze řídit od $\pi/3$ do π . Při úhlu sepnutí $\pi/3$ je výstupní napětí střídače nulové. Se zvyšujícím se úhlem sepnutí jeho výstupní napětí roste, až do maximální hodnoty při úhlu sepnutí $\psi = \pi$. V závislosti na stavu sepnutí součástek je možné určit napětí na výstupu střídače 1,2,3 vzhledem k pomyslnému střednímu vývodu 0 (obr. 5a) stejnosměrného zdroje, tzn. fázová napětí střídače u_{10} , u_{20} , u_{30} . Tato napětí nejsou shodná s fázovými napětími zátěže. Ze schématu na obr. 5a lze odvodit, že je-li střídavý vývod 1 (svorka 1) připojena sepnutou součástkou V1 nebo VR1 ke kladnému pólu zdroje U_d , bude střídavé napětí tohoto vývodu $u_{10} = U_d / 2$. Je-li tato svorka 1 připojena sepnutou součástkou V4 nebo VR4 k zápornému pólu, bude napětí střídavého vývodu $u_{10} = - U_d / 2$. Jestliže není střídavý vývod připojen ani k jednomu pólu zdroje U_d , je napětí nulové.

$$V1 \text{ nebo } VR1 \dots u_{10} = \frac{U_d}{2} \quad [1] \quad (8)$$

$$V4 \text{ nebo } VR4 \dots u_{10} = -\frac{U_d}{2} \quad (9)$$

$$V3 \text{ nebo } VR3 \dots u_{20} = \frac{U_d}{2} \quad (10)$$

$$V6 \text{ nebo } VR6 \dots u_{20} = -\frac{U_d}{2} \quad (11)$$

$$V5 \text{ nebo } VR5 \dots u_{30} = \frac{U_d}{2} \quad (12)$$

$$V2 \text{ nebo } VR2 \dots u_{30} = -\frac{U_d}{2} \quad (13)$$

Pro sdružená napětí střídače platí:

$$u_{Z12} = u_{10} - u_{20} \quad (14)$$

$$u_{Z23} = u_{20} - u_{30} \quad (15)$$

$$u_{Z31} = u_{30} - u_{10} \quad (16)$$

Je-li zátěž zapojená do trojúhelníka (obr. 5b), jsou sdružená napětí střídače totožná s fázovými napětími zátěže. Je-li zátěž zapojená do hvězdy (obr. 5a), platí mezi sdruženými a fázovými napětími zátěže tyto vztahy

$$u_{Z12} = u_{Z1} - u_{Z2} \quad (17)$$

$$u_{Z23} = u_{Z2} - u_{Z3} \quad (18)$$

$$u_{Z31} = u_{Z3} - u_{Z1} \quad (19)$$

z nichž fázová napětí (při znalosti sdružených) určit nelze.

Fázová napětí na zátěži můžeme vyjádřit jiným způsobem. Místo jedné z výše uvedených rovnic je možno použít

$$u_{Z1} + u_{Z2} + u_{Z3} = 0 \quad (20)$$

Tato rovnice platí s předpokladem ideálně symetrické zátěže a pro napětí u_1, u_2, u_3 (indukovaná fázová napětí střídavého stroje) platí

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \quad (21)$$

dále se musí rovnat

$$i_{Z1} + i_{Z2} + i_{Z3} = 0 \quad (22)$$

Pro fázová napětí na zátěži platí:

$$u_{Z1} = \frac{1}{3}(u_{Z12} - u_{Z31}) \quad (23)$$

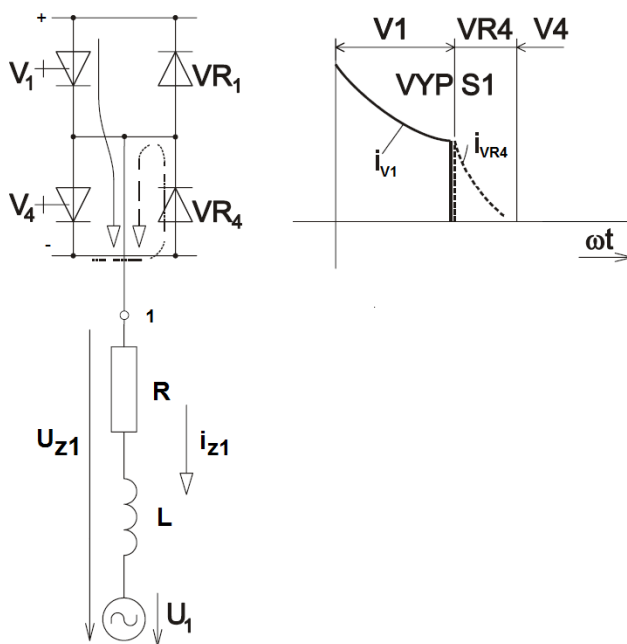
$$u_{Z2} = \frac{1}{3}(u_{Z23} - u_{Z12}) \quad (24)$$

$$u_{Z3} = \frac{1}{3}(u_{Z31} - u_{Z23}) \quad (25)$$

Uvedené závislosti mezi obvodovými napětími střídače a zátěže jsou obecně platné, tedy nejen pro obdélníkové řízení.

5.1 Vliv spínání zpětných diod

Spínání zpětných diod se projeví u reálných zátěží, které vždy obsahují určitou indukčnost.



Obr. 5.2 Spínání zpětných diod [2]

Po vypnutí spínače $V1$ musí proud ve sledované fázi zátěže doznít v původním smyslu. To umožňuje zpětná dioda $VR4$ (čárkovaná šipka). Stejně tak pokud je sepnut spínač $V4$, pak po jeho vypnutí začíná vést dioda $VR1$ atd. Intervaly sepnutí zpětných diod závisí na parametrech zátěže. Sepnutá zpětná dioda udržuje na antiparalelně připojeném spínači $V4$ závěrné napětí. Spínač může sepnout, pokud jsou na něj přiváděny zapínací impulsy, až po poklesu proudu zpětné diody k nule.

Vliv spínání zpětných diod na křivku výstupního napětí závisí na velikosti ψ . Při $\psi = \pi$ nezasahují intervaly sepnutí zpětných diod mimo programové intervaly sepnutí příslušných spínačů. V části programového intervalu sepnutí je sepnuta zpětná dioda a ve zbývajících částech příslušný spínač. Poměr ψ_R / ψ_S určují parametry zátěže. Vždy však platí

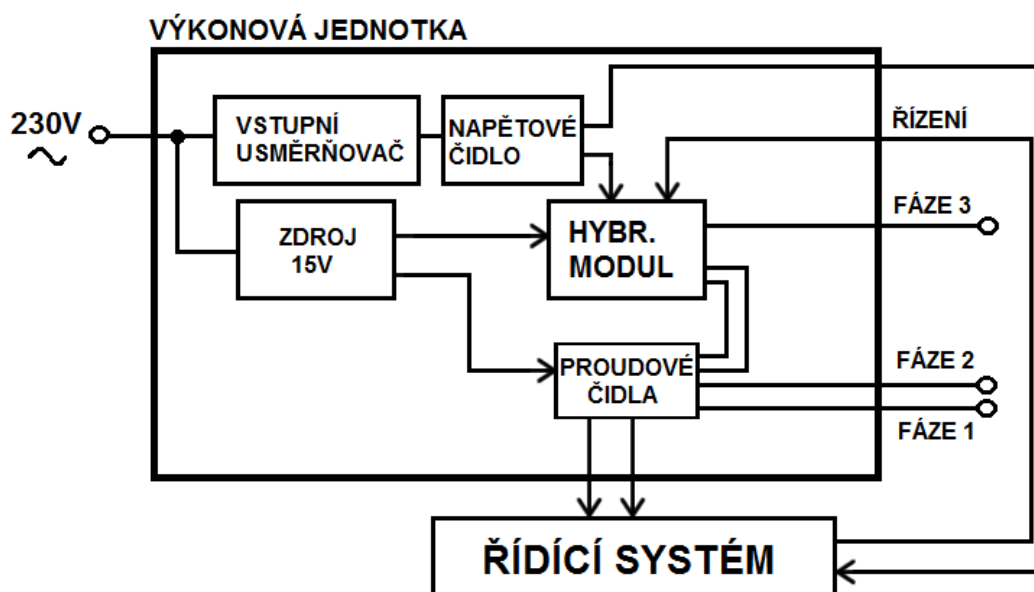
$$\psi = \psi_R + \psi_S \quad (26)$$

Z hlediska napětí na zátěži je jedno, zda je zrovna sepnut příslušný spínač nebo zpětná dioda. Z toho vyplývá, že při $\psi = \pi$ je průběh výstupního střídavého napětí nezávislý na velikosti intervalů sepnutí zpětných diod a má tedy při libovolné zátěži tvar naznačený jako např. na obr. 3.1b. Sdružené a fázové napětí popisují vztahy (2) až (4), odvozené v souvislosti s odporovou zátěží.

Při $\psi < \pi$ je průběh výstupního napětí závislý na velikosti intervalů zpětných diod. Napětí se mění z tvaru odpovídajícího odporové zátěži při daném úhlu ψ a hodnotě $\psi_R = 0$ až do tvaru, který se ztotožňuje s křivkou napětí při $\psi = \pi$. Tohoto tvaru je dosaženo při $\psi_R = \pi - \psi$ a ten se již s dalším nárůstem ψ_R nemění.

6 Realizace

Návrh celé výkonové jednotky jsem pro vlastní přehlednost rozdělil do dílčích úloh. Základní blokové schéma je znázorněno na obr. 6.



Obr. 6 Základní blokové schéma výkonové jednotky

Zdrojem stejnosměrného napětí pro výkonový modul (střídač) je vstupní usměrňovač napájený z jednofázové střídavé sítě. Následně je usměrněné napětí vyhlazeno v meziobvodu kondenzátory s velkou kapacitou a přivedeno na vstup hybr. modulu. Řídící impulzy jsou přiváděny na tranzistory střídače z externího řídicího systému, který je od výkonové jednotky galvanicky oddělen pomocí optočlenů. K dispozici mám dvě proudové čidla, pro měření proudu ve výstupních fázích střídače. Proud ve třetí fázi můžeme dopočítat v řídicím systému. Jedním napěťovým čidlem je měřeno napětí ve stejnosměrném meziobvodu.

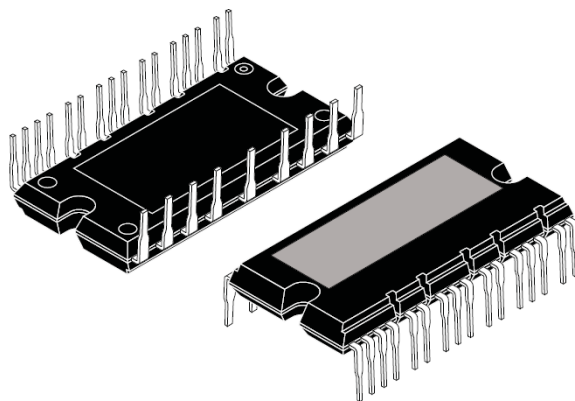
6.1 Hybridní moduly

Jsou to integrované obvody, které obsahují většinou IGBT nebo MOSFET tranzistory a zpětné diody. Vyrábí se v různých provedeních a mohou dále obsahovat usměrňovače, budicí obvody, čidla teploty, nadproudové a přepět'ové ochrany. Tyto moduly se nazývají také inteligentní nebo bezpotenciálové.

S vedoucím práce jsme zakoupili hybr. modul STGIPS20K60 od firmy STMicroelectronics s ohledem na integrované komponenty, dostupnost a cenu. Obsahuje šest výkonových IGBT tranzistorů a má již v sobě integrovány budiče tranzistorů.

Výčet základních vlastností:

- maximální napětí v meziobvodu 400V
- maximální nepřerušovaný kolektorový proud každého tranzistoru 18A při teplotě 25°C
- integrován komparátor jako vyhodnocovací člen proti nadproudu
- automatické zablokování při poklesu napájecího napětí
- integrovaná mrtvá doba (dead time)
- malá velikost se snadnou montáží chladiče

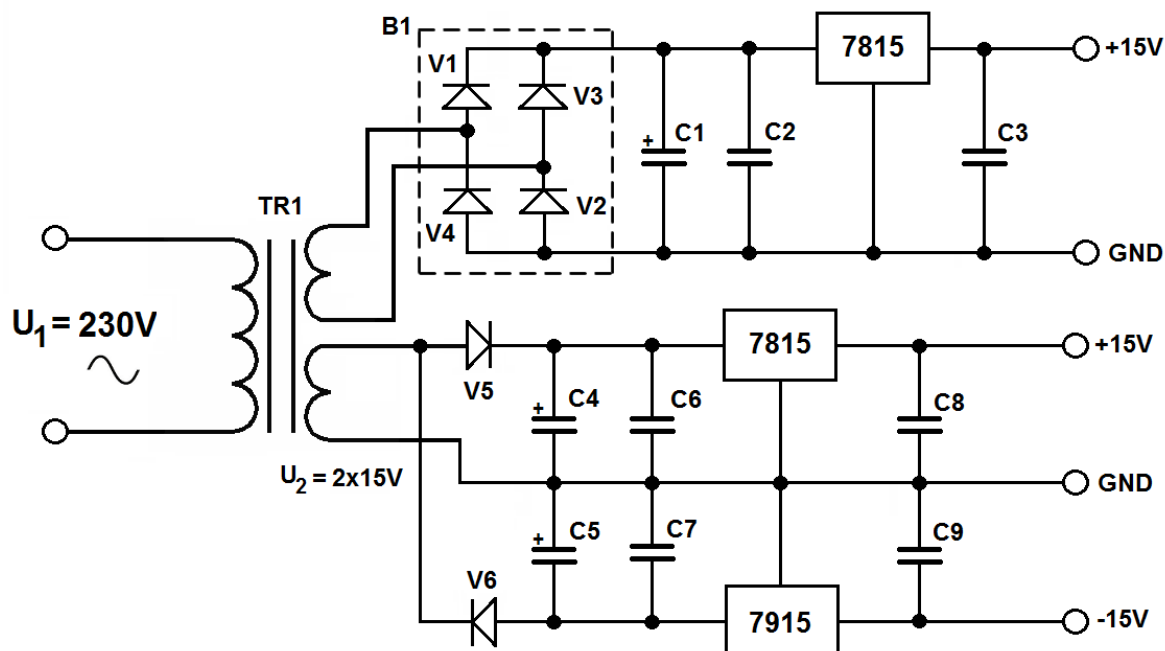


Obr. 6.1 Hybridní modul STGIPS20K60 [4]

V katalogu jsou udány ještě další důležité údaje, např. hodnota tepelného odporu mezi čipem a povrchem pouzdra IGBT tranzistorů a zpětných diod (R_{thj-c}) nebo například referenční napětí integrovaného komparátoru. V katalogu také nechybí různá doporučení při navrhování měniče s tímto modulem.

6.2 Napájecí zdroj pro hybr. modul a čidla

Hybridní modul vyžaduje pro svou činnost zdroj stejnosměrného napětí. Doporučená úroveň napětí výrobcem je 15V. Čidla napětí a proudu (viz kapitola 6.3) vyžadují napájení symetrickým napětím $\pm 15V$.



Obr. 6.2 Napájecí zdroj pro hybr. modul a čidla

Tímto zapojením je galvanicky odděleno napájení hybridního modulu a čidel. Napětí ze sítě je transformátorem transformováno na střídavé napětí 15V. Následně je střídavé napětí usměrněno v můstkovém usměrňovači (horní část schématu, pro napájení hybr. modulu), vyhlazeno pomocí kondenzátorů a stabilizováno stabilizátorem napětí. Pro napájení čidel je použit zdvojovač napětí.

Stabilizátor napětí 7815 slouží ke stabilizaci kladného napětí +15V a stabilizátor 7915 ke stabilizaci záporného napětí -15V. Pro správnou funkci těchto stabilizátorů je nutné přivést na jejich vstup napětí minimálně o $2 \div 3V$ vyšší než je napětí na jejich výstupu. Přesný úbytek napětí na stabilizátoru udává výrobce v katalogu.

Efektivní hodnota napětí na sekundárním vinutí transformátoru musí být minimálně

$$U_{2ef} = \frac{U_M + U_F}{\sqrt{2}} = \frac{18 + 1}{\sqrt{2}} \doteq 13,5V \quad (27)$$

kde: U_M je maximální hodnota napětí požadovaného na výstupu (15+3V pro stabilizátory)

U_F je úbytek napětí na diodách v usměrňovacím můstku

Transformátory se sekundárním napětí 13,5V se vyrábí, ale v prodejnách měly špatnou dostupnost a nebyla možnost širšího výběru z hlediska proudového zatížení. Zvolil jsem proto transformátor se sekundárním napětím $U_{2ef} = 2 \times 15V$.

Ztrátový výkon na stabilizátoru spočteme jako

$$P_Z = [\sqrt{2} * (U_{2ef} - U_F) - U_{výst}] * I \quad (28)$$

číselně pak:

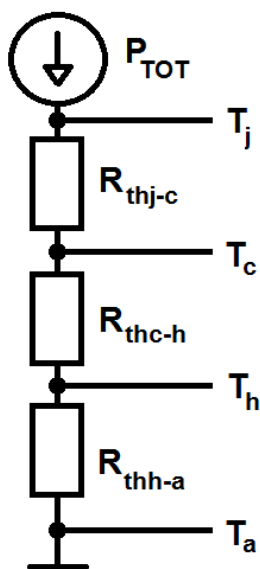
$$P_Z = [\sqrt{2} * (15 - 1) - 15] * 0,534 \doteq 2,6W$$

kde:

$U_{výst}$ je výstupní napětí ze stabilizátoru

I je proud, který dokáže jedno sekundární vinutí trafo dodat do zátěže

Podle vypočteného ztrátového výkonu zvolíme vhodný chladič pro odvedení tepla ze stabilizátorů. Ve výpočtu uvažuji maximální ztrátový výkon s maximálním proudem I , který dokáže trafo do zátěže dodat, pro případné dodatečné rozšíření měniče o např. ventilátor.



Obr. 6.3 Náhradní tepelné schéma

$$\Delta\vartheta = P_{TOT} * \sum R_{th} \quad (29)$$

$$T_j - T_a = P_{TOT} * (R_{thj-c} + R_{thc-h} + R_{thh-a})$$

$$125 - 30 = 2,6 * (5 + 0,4 + R_{thh-a})$$

$$R_{thh-a} = \frac{125-30}{2,6} - 5 - 0,4$$

$$R_{thh-a} = 31,1K/W$$

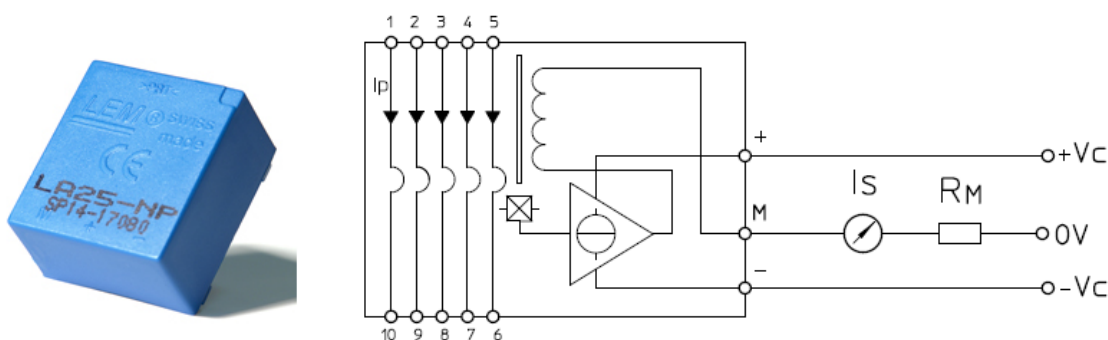
K dispozici jsem měl chladiče s tepelným odporem 13K/W, které vyhovovaly jak parametry, tak i rozměry. Navíc se budou stabilizátory méně zahřívat.

6.3 Čidla

Čidla proudu

Pro měření proudu jsem použil čidla LA 25-NP od firmy LEM. Jsou to čidla, která obsahují Hallovu sondu v kompenzačním zapojení. Výhodou těchto čidel je malá spotřeba, přesnost a rychlá odezva. Umožňují měřit jak stejnosměrné, tak i střídavé proudy. Primární (silový) obvod je galvanicky oddělen od sekundárního.

Jmenovitá okamžitá hodnota měřeného proudu těchto čidel je $I_{PN} = 25\text{A}$. Maximální měřený proud může být až 36A. Čidlo vyžaduje symetrické napájení $\pm 15\text{V}$.



Obr. 6.4 Čidlo LEM LA25-NP [6]

Čidlo má několik primárních cívek s různým počtem závitů. Jejich vzájemným propojením se nastavuje měřicí rozsah.

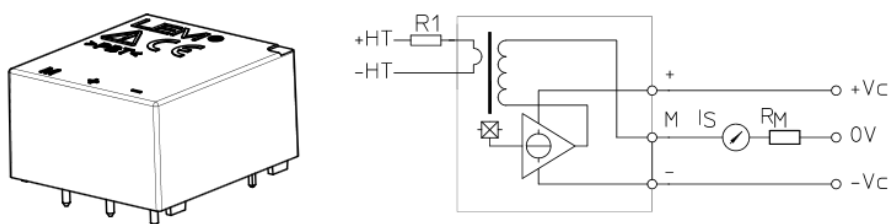
Tab. 1. Nastavení měřicího rozsahu (zvolený rozsah je zvýrazněn červeně) [6]

Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_p [mΩ]	Primary insertion inductance L_p [μH]	Recommended connections
	nominal I_{PN} [A]	maximum I_p [A]					
1	25	36	25	1 / 1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2 / 1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3 / 1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4 / 1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5 / 1000	6.3	0.58	

Čidlo má proudový výstup. Výstupní proud se převede na napětí pomocí měřicího rezistoru R_M (viz obr. 6.4), který bude umístěn na straně řídicího systému.

Čidlo napětí

Napět'ovým čidlem LEM LV 25-P je měřeno napětí ve stejnosměrném meziobvodu, které je vyhlazeno kondenzátory s velkou kapacitou. Tyto čidla mají oproti proudovým čidlům větší počet primárních závitů.



Obr. 6.5 Čidlo LEM LV 25-P [6]

Proud úměrný měřenému napětí musí procházet skrz externí rezistor R_1 , který je do série zapojen s primárním obvodem čidla (určuje ho uživatel). Čidlo vyžaduje symetrické napájení $\pm 12V$ až $\pm 15V$. Měřicí rozsah je 10 až 500V. Primární jmenovitý proud je v datasheetu udán jako $I_{PN} = 10mA$. Podle velikosti měřeného napětí na svorkách +HT a -HT spočítáme potřebnou velikost odporu R_1 . Maximální napětí ve stejnosměrném meziobvodu udává výrobce hybr. modulu jako $U_d = 450V$. Pro snazší výpočet i volbu odporů jsem počítal s měřícím rozsahem 500V.

$$R_1 = \frac{U_d}{I_{PN}} = \frac{500}{10 \cdot 10^{-3}} = 50k\Omega \quad (30)$$

Použil jsem 2 rezistory $100k\Omega/5W$ zapojené paralelně. Toto čidlo má také proudový výstup. Měřicí rezistor R_M bude umístěn na straně řídicího systému.

6.4 Maximální přenášený výkon

Katedra mi zapůjčila řídicí systém s PWM řízením, který později připojím k hotové výkonové jednotce. Následující výpočty a úvahy jsou proto brány pro tento typ řízení. Vzhledem k tomu, že bude měnič kmitočtu připojen k síti o napětí 230V, bude maximální napětí po usměrnění a vyhlazení v meziobvodu dosahovat hodnoty zhruba $U_d = \sqrt{2} * 230 = 325V$ (jednofázový dvoupulzní můstkový usměrňovač), kde úbytky na diodách v usměrňovači můžeme zanedbat. Amplituda 1. harmonické fázového napětí zátěže může nabýt maximálně hodnoty:

$$U_{Zm(1)} = \frac{U_d}{2} = 0,5U_d = 0,5 * 325 = 162,5V \quad (31)$$

Efektivní hodnota fázového napětí na zátěži bude:

$$U_{Zef} = \frac{U_{Zm(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{162,5}{\sqrt{2}} = 115V \quad (32)$$

Efektivní hodnota sdruženého napětí bude:

$$U_{Zsef} = U_{Zef} * \sqrt{3} = 115 * \sqrt{3} = 199V \quad (33)$$

A amplituda sdruženého napětí

$$U_{Zsm(1)} = U_{Zsef} * \sqrt{2} = 281V \quad (34)$$

Maximální přenášený výkon můžeme spočítat z následujícího vztahu

$$P = \sqrt{3} * U_{Zsef} * I_{Zef} * \cos\varphi \quad (35)$$

Číselně pak:

$$P = \sqrt{3} * 199 * 3,8 * 0,7 = 917W$$

kde:

I_{Zef} je efektivní hodnota fázového proudu (viz kapitola 6.6, vztah 40)

Účinníky dnešních asynchronních motorů se pohybují podle výkonu motoru zhruba od 0,62 až do 0,85. Dosadil jsem hodnotu 0,7, což je standardní hodnota u motorů malých výkonů. Protože účinnost elektromotorů nedosáhne 100%, skutečný činný výkon bude vždy nižší. U motorů se jmenovitým výkonem 0,75-1,1kW bývá standardně účinnost kolem 75%.

$$P_{mot} = P * 0,75 = 688W \quad (36)$$

6.5 Výpočet kapacity kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu

Zvolil jsem zvlnění napětí 5%, což odpovídá velikosti 16,25V z maximálního napětí meziobvodu.

$$C_F = \frac{P}{2\pi f * U_{dpp} * U_d} \quad [3] \quad (37)$$

Číselně pak:

$$C_F = \frac{917}{2 * 3,14 * 50 * 16,25 * 325} \doteq 553\mu F$$

kde

P je maximální přenášený výkon (viz vztah 35)

f je frekvence, 50Hz

U_{dpp} je zvlnění napětí meziobvodu (špička - špička)

K dispozici jsem měl kondenzátory o kapacitě 680μF/400V. Použil jsem 4 v sérioparalelním zapojení, takže výsledná kapacita bude 680μF/800V.

Výsledné zvlnění napětí bude

$$U_{dpp} = \frac{P}{2\pi f * C_F * U_d} \quad (38)$$

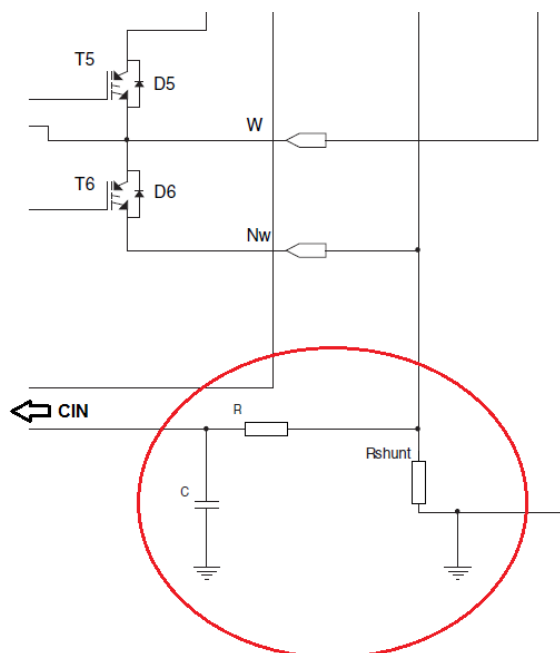
Číselně pak:

$$U_{dpp} = \frac{917}{2 * 3,14 * 50 * 680 * 10^{-6} * 325} \doteq 13,21V$$

tj. cca 4,1% z U_d

6.6 Ochrana proti nadproudu (přetížení) – „Smart shutdown function“

Hybridní modul je vybaven komparátorem jako vyhodnocovací člen například proti nadproudu.



Obr. 6.6 Zapojení smart shutdown function (celé schéma v příloze B) [4]

Referenční napětí ($U_{ref} = 0,54V$) je připojeno na invertující vstup komparátoru. Na neinvertující vstup komparátoru (CIN) je připojen externí „ R_{shunt} “ rezistor přes RC filtr, který zabráňuje nesprávné funkci ochrany. S velikostí odporu R_{shunt} se mění maximální proud do zátěže.

Dle domluvy s vedoucím práce jsem zvolil $R_{shunt} = 0,1\Omega$

$$I_{cm} = \frac{U_{ref}}{R_{shunt}} = \frac{0,54}{0,1} = 5,4A \quad (39)$$

kde

I_{cm} je amplituda proudu zátěže

Efektivní hodnotu proudu získáme ze vztahu

$$I_{Zef} = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} = 3,8A \quad (40)$$

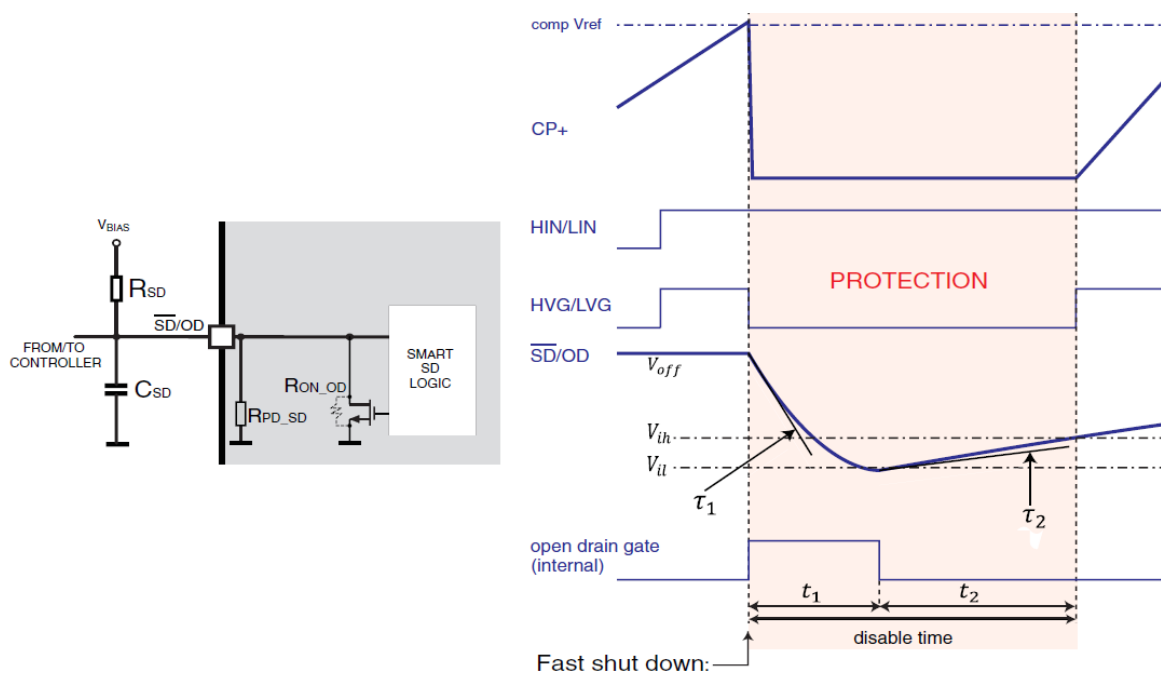
Ztrátový výkon na rezistoru bude

$$P_Z = R * I_{Zef}^2 = 0,1 * 3,8^2 = 1,44W \quad (41)$$

Výrobce doporučena časová konstanta RC filtru je 1~2 μ s. Zvolil jsem rezistor 1,5 Ω a kondenzátor 1 μ F.

$$\tau = RC = 1,5 * 1 * 10^{-6} = 1,5\mu s \quad (42)$$

V případě, že napětí na pinu CIN bude větší, než napětí U_{ref} , dojde k překlopení komparátoru a jsou okamžitě (typicky 200ns) vypnuty všechny výstupy modulu. Ve stejném okamžiku je na pinu SD/OD (který zároveň funguje jako „zap/vyp“ spínač pro přivádění řídicích impulsů na tranzistory), sepnut MOSFET tranzistor (kondenzátor C_{SD} se začne vybíjet) a zůstane sepnutý, dokud napětí na pinu SD/OD neklesne pod hodnotu V_{il} (viz obr. 6.7). Nyní je tranzistor vypnut a napětí na pinu SD/OD může narůstat s časovou konstantou τ_2 . Po dosažení horní hranice napětí V_{ih} je činnost střídače obnovena. Časová prodleva mezi detekcí nadproudu a vypnutím výstupu je nezávislá na hodnotě rezistoru R_{SD} a kondenzátoru C_{SD} .



Obr. 6.7 Smart shutdown obvod a časové průběhy při vybavení ochrany [4]

$$\tau_1 = (R_{ON_OD} // R_{SD}) * C_{SD} = \frac{0,3 * 100000}{0,3 + 100000} * 1 * 10^{-6} \doteq 0,3\mu s \quad (43)$$

$$\tau_2 = R_{SD} * C_{SD} = 100000 * 1 * 10^{-6} = 0,1s \quad (44)$$

6.7 Výpočet ztrátového výkonu na hybridním modulu

Obecně spočteme ztrátový výkon součástek ve spínacím režimu podle následujícího vztahu:

$$P_{tot(AV)} = P_{on} + P_{cond} + P_{off} \quad (45)$$

kde:

$P_{tot(AV)}$ je střední hodnota celkového ztrátového výkonu

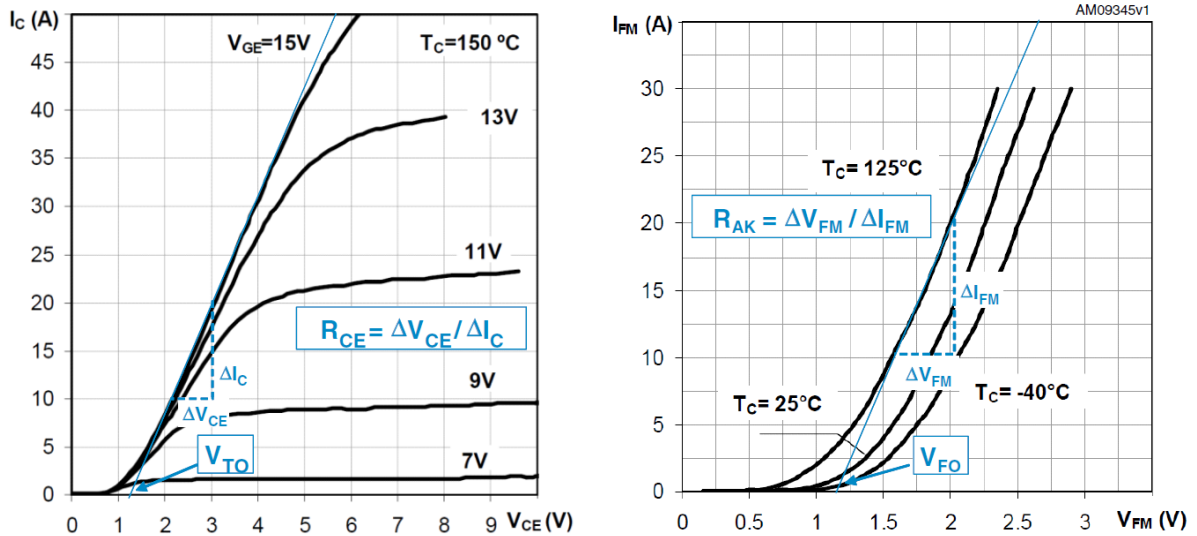
P_{on} jsou ztráty při zapínání

P_{cond} jsou ztráty vedením (conduction)

P_{off} jsou ztráty při vypínání

Výrobce doporučuje počítat ztrátový výkon hybridního modulu při PWM řízení a induktivní zátěži následujícím způsobem:

1) Ztráty vedením:



Obr. 6.8 Výstupní charakteristiky tranzistoru a zpětné diody [5]

Ztráty vedením spočteme jako součet ztrátového výkonu IGBT tranzistoru a zpětné diody a následně vynásobíme počtem těchto spínacích prvků.

$$P_{cond} = 6 * (P_{cond_IGBT} + P_{cond_Diode}) \quad (46)$$

$$P_{cond_IGBT} = V_{TO} * I_{cm} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m_a * \cos\varphi}{8} \right) + \frac{R_{CE} * I_{cm}^2}{2\pi} \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a * \cos\varphi}{3\pi} \right) \quad [5] \quad (47)$$

$$P_{cond_Diode} = V_{FO} * I_{cm} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m_a * \cos\varphi}{8} \right) + \frac{R_{AK} * I_{cm}^2}{2\pi} \left(\frac{1}{8} - \frac{m_a * \cos\varphi}{3\pi} \right) \quad [5] \quad (48)$$

kde

V_{TO} , V_{FO} jsou prahová napětí IGBT tranzistoru a diody

R_{CE} , R_{AK} jsou odpory tranzistoru a diody v sepnutém stavu

I_{cm} je amplituda proudu zátěže

m_a je hloubka modulace (nabývá hodnot 0 až 1)

$$R_{CE} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_c} = \frac{1,6}{5,4} = 0,3\Omega \quad R_{AK} = \frac{\Delta V_{FM}}{\Delta I_{FM}} = \frac{1,35}{5,4} = 0,25\Omega \quad (49,50)$$

$$P_{cond_IGBT} = 1,2 * 5,4 \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{1 * 0,7}{8} \right) + \frac{0,3 * 5,4^2}{2\pi} \left(\frac{1}{8} + \frac{1 * 0,7}{3\pi} \right) = 1,87W$$

$$P_{cond_Diode} = 1,15 * 5,4 \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{1 * 0,7}{8} \right) + \frac{0,25 * 5,4^2}{2\pi} \left(\frac{1}{8} - \frac{1 * 0,7}{3\pi} \right) = 0,5W$$

Celkové ztráty vedením tedy budou:

$$P_{cond} = 6 * (P_{cond_IGBT} + P_{cond_Diode}) = 6 * (1,87 + 0,5) \doteq 14,2W$$

2) Ztráty při zapínání a vypínání

Zapínací a vypínací ztráty závisí na spínací frekvenci (f_{sw}) tranzistorů. Při spínací frekvenci $f_{sw} = 2kHz$ budou zapínací a vypínací ztráty následující:

$$P_{SW} = 6 * \left[\frac{(E_{on} + E_{off}) * f_{sw}}{\pi} \right] = 6 * \left[\frac{(290 + 250) * 10^{-6} * 2000}{\pi} \right] \doteq 2,1W \quad [5](51)$$

kde

E_{on} je ztrátová energie při zapínání z katalogu výrobce

E_{off} je ztrátová energie při vypínání z katalogu výrobce

Katalogové hodnoty E_{on} a E_{off} výrobce udává pro napětí 300V a proud 12A, já však ve výpočtech operuji s proudem 5,4A, tudíž i vypočtené spínací ztráty budou nižší.

Celkový ztrátový výkon na hybridním modulu pro spínací frekvenci $f_{sw} = 2\text{kHz}$ bude

$$P_{tot(AV)} = P_{cond} + P_{SW} = 14,2 + 2,1 = 16,3W$$

Pro spínací frekvenci 10kHz

$$P_{tot(AV)} = 24,5W$$

A pro 20kHz

$$P_{tot(AV)} = 34,8W$$



Obr. 6.9 Použitý chladič

S narůstajícím spínacím kmitočtem rostou ztráty. Jako chladič jsem zvolil aktivní chladič ARCTIC ALPINE 11 PLUS používaný v osobních počítačích, který disponuje nízkou hlučností a chladícím výkonem až 100W.

Účinnost hybridního modulu

Účinnost hybr. modulu spočteme dle následujícího vztahu:

$$\eta = \frac{P - P_{tot(AV)}}{P} \quad (52)$$

Číselně pak:

$$\eta = \frac{917 - 34,8}{917} = 0,962 = 96,2 \%$$

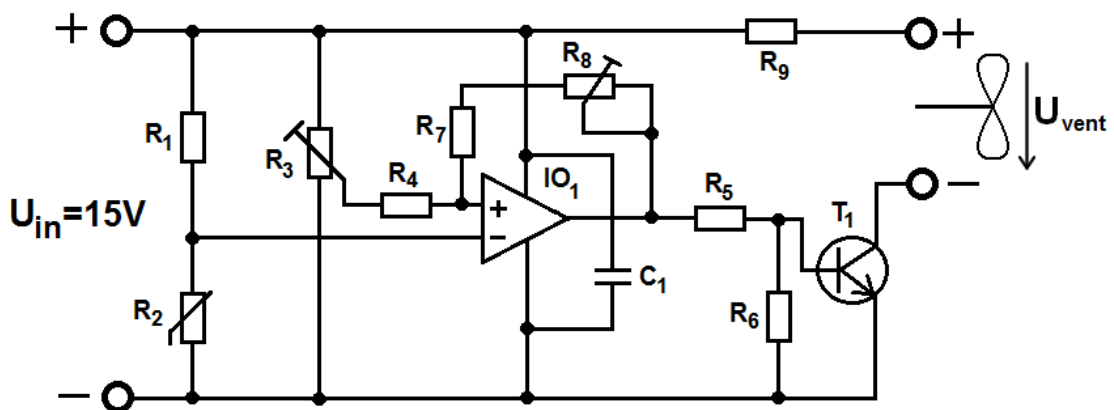
6.8 Teplotní regulace ventilátoru

Aby se ventilátor na chladiči hybridního modulu zbytečně netočil, když to není zapotřebí (hluk), využil jsem zapojení komparátoru s hysterezí. Skládá se z NTC termistoru, který slouží jako teplotní čidlo a je připevněn na chladič. Trimrem R_3 nastavujeme spínací teplotu. Operační zesilovač (komparátor) porovnává na svých vstupech napětí na teplotním čidle a nastavovacím trimru R_3 . Při zvýšení teploty odpor termistoru klesá, dojde k poklesu napětí na invertujícím vstupu OZ pod úroveň nastavenou trimrem R_3 , komparátor se překlápí a tranzistor T_1 sepne. Rezistorem R_7 a trimrem R_8 je zavedena kladná zpětná vazba a docílíme hystereze. Nastavená teplota je posunuta a k vypnutí výstupu dojde až při mnohem nižší teplotě. Velikost hystereze můžeme nastavit trimrem R_8 . Na vstup regulátoru přivádíme napětí z napájecího zdroje $U_{in} = 15V$. Ventilátor pracuje na napětí $+12V$. Je tedy potřeba napětí snížit pomocí rezistoru R_9 zapojeného do série s ventilátorem.

Jmenovitý proud ventilátoru při napětí 12V je 220mA.

$$R_{vent} = \frac{U_{vent}}{I_{vent}} = \frac{12}{0,22} \doteq 54,5\Omega \quad (53)$$

$$R_9 = \frac{U_{in} R_{vent} - U_{vent} R_{vent}}{U_{vent}} = \frac{15 \cdot 54,5 - 12 \cdot 54,5}{12} = 13,6\Omega \quad (54)$$

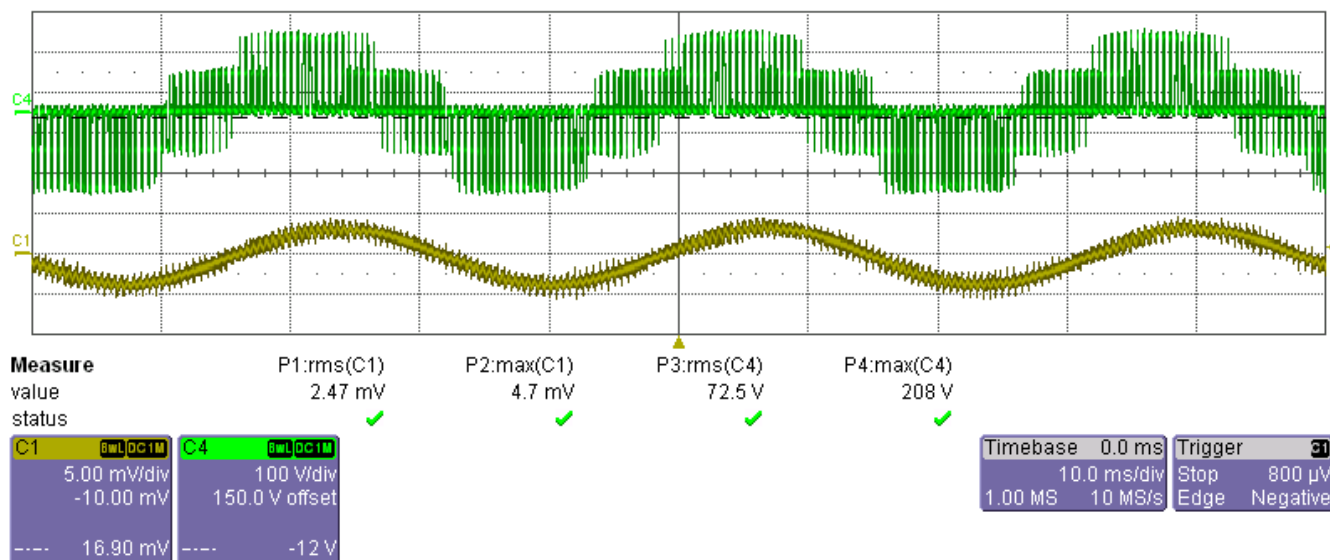


Obr. 7 Schéma zapojení teplotní regulace ventilátoru [9]

Schéma výkonové jednotky a návrh desky plošných spojů (DPS) si je možné prohlédnout v příloze C a D. Použil jsem klasickou jednovrstvou desku a osazení diskretními součástkami.

7 Měření na měniči

Měnič byl připojen k regulačnímu transformátoru, na kterém jsem postupně zvyšoval napětí až na požadovanou hodnotu, aby nedošlo k prudkému nárůstu proudu vlivem nabíjení kondenzátorů.



Obr. 7.1 Naměřené průběhy na osciloskopu

Na kanálu 1 (béžový průběh) je zobrazen fázový proud na zátěži

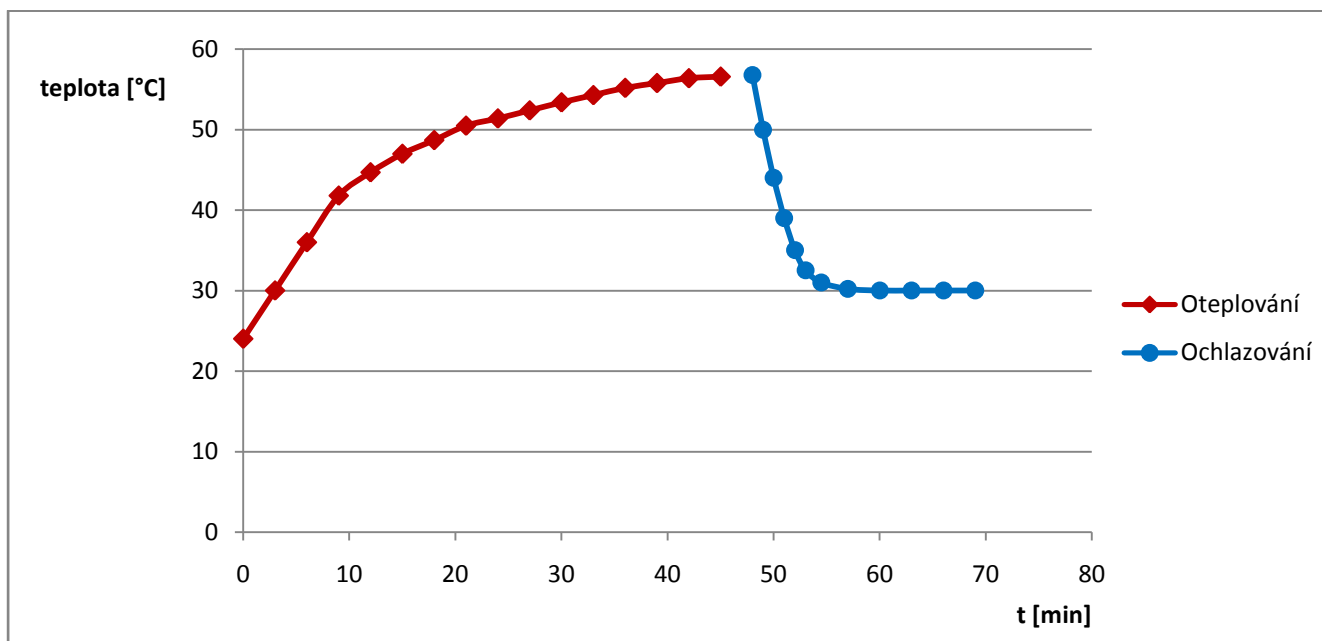
Na kanálu 4 (zelený průběh) je zobrazeno fázové napětí na zátěži

Oteplení měniče

Provedl jsem měření oteplení chladiče hybridního modulu při proudu zátěží $I_{cm} = 4,3A$ a teplotě okolí $24^{\circ}C$. Do chladiče jsem vyvrtal tenkou díru co nejbliže pouzdra hybridního modulu, do které jsem vtlačil malé množství teplovodivé pasty a následně vsunul teplotní čidlo od multimetru.

- **Spínací kmitočet 2kHz**

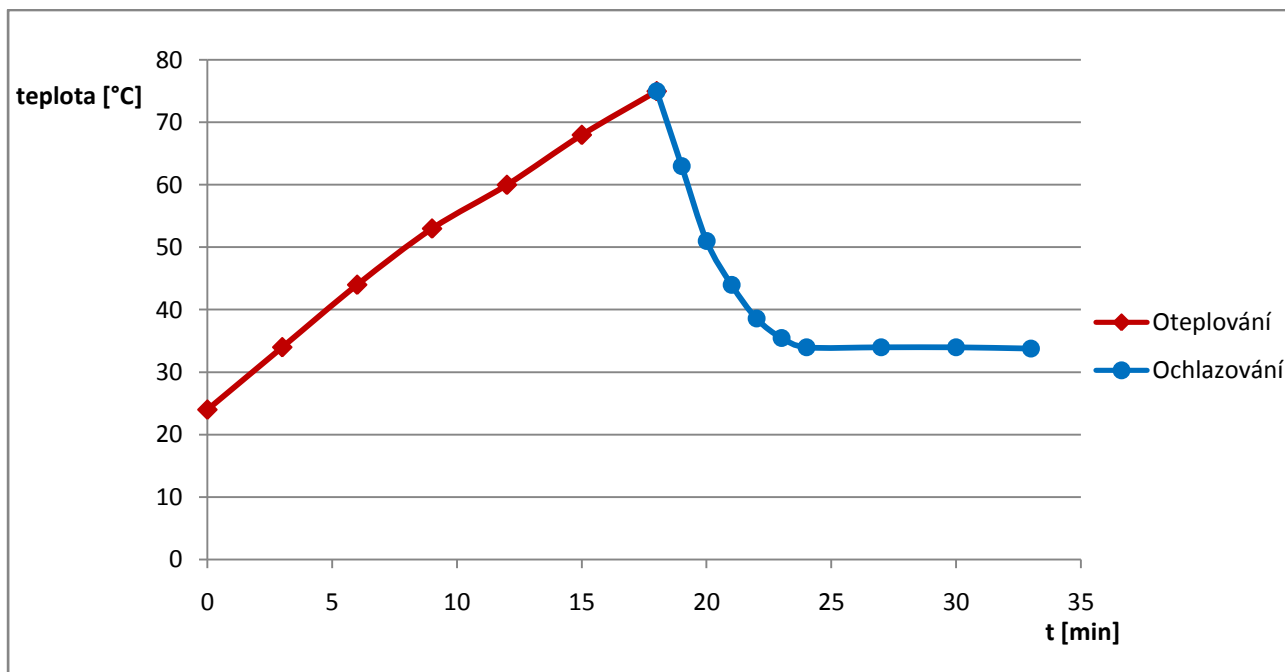
Oteplení jsem měřil s vypnutým ventilátorem (viz graf 1 – červený průběh). Teplota se zhruba po 45 minutách ustálila na 57°C. Následně jsem zapnul ventilátor a měřil ochlazení chladiče při témtě proudě zátěží (graf 1 - modrý průběh). Za zhruba pět minut se chladič ochladil na teplotu 30°C. Z toho vyplývá, že při této spínací frekvenci a proudě může být hybr. modul chlazen pasivně aniž by došlo k jeho přehřátí.



Graf 1 Oteplení chladiče při spínacím kmitočtu 2kHz

- **Spínací kmitočet 20kHz**

Oteplení jsem opět měřil s vypnutým ventilátorem. Charakteristika má téměř lineární průběh (graf 2), nárůst teploty byl enormní. K ustálení teploty (a tedy i k exponenciálnímu průběhu charakteristiky) by došlo až při mnohem vyšší teplotě, která by mohla způsobit zničení hybridního modulu. Při teplotě chladiče 75°C jsem proto zapnul ventilátor a měřil ochlazení, opět s proudem $I_{cm} = 4,3\text{A}$. Po šesti minutách chlazení se teplota chladiče ustálila na 34°C.



Graf 2 Oteplení chladiče při spínacím kmitočtu 20kHz

8 Závěr

Cílem této bakalářské práce bylo navrhnout a realizovat výkonovou jednotku trojfázového střídače. V první části práce jsou popsány základní obvodové principy trojfázového střídače. V další části následuje popis dílčích úloh, které jsem řešil při návrhu výkonové jednotky.

Při návrhu jsem se snažil o co nejmenší rozměry desky plošných spojů (DPS) a to jak po stránce designu, tak i s ohledem na snadnou manipulaci. S výsledkem jsem byl spokojen a to hlavně díky malým rozměrům hybridního modulu a chladiče.

Měřením byla ověřena funkčnost měniče a správnost návrhu chladiče. Zcela nespornou výhodou je ventilátor, díky kterému je chladicí výkon násobně větší v porovnání s pasivním chlazením. To nám dovoluje snižovat celkové rozměry chladiče.

Tuto práci by bylo možné rozšířit o vlastní řídicí systém s PWM řízením nebo o nabíjecí obvod.

Použitá literatura a zdroje

- [1] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika - svazek III*. Plzeň: Vydavatelství Západočeské univerzity, 1998. ISBN 80-7082-485-9.
- [2] CHLEBIŠ, Petr. *VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA I* [online]. Ostrava, 2003 [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: http://homen.vsb.cz/~hav278/Vykonove_polovodicove_systemy_II/Studijni_opory/Vykonova%20elektronika%20I.pdf
- [3] ŽIŽKA, Pavel. *Trakční měniče velkých výkonů* [online]. Brno, 2008 [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=5879. Diplomová. Vysoké učení technické v Brně.
- [4] Dokumentace k hybridnímu modulu STGIPS20K60 firmy STMicroelectronics [online]. 2015 [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://www.st.com/>
- [5] Aplikační manuál AN3338 pro hybridní moduly firmy STMicroelectronics [online]. 2015 [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://www.st.com/>
- [6] Dokumentace k napěťovému čidlu LV 25-P a proudovým čidlům LA 25-NP firmy LEM [online]. 2015 [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://www.lem.com/>
- [7] Impulzová šířková modulácia. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://sk.wikipedia.org>
- [8] *Polovodičové měniče* [online]. [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://fei1.vsb.cz/kat430/old/Studium/Materialy/VS/kap5.pdf>
- [9] *Teplotní regulace ventilátoru 3x jinak* [online]. [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: http://pandatron.cz/?538&teplotni_regulace_ventilatoru_3x_jinak

Seznam příloh

Příloha A: Fotografie výkonové jednotky

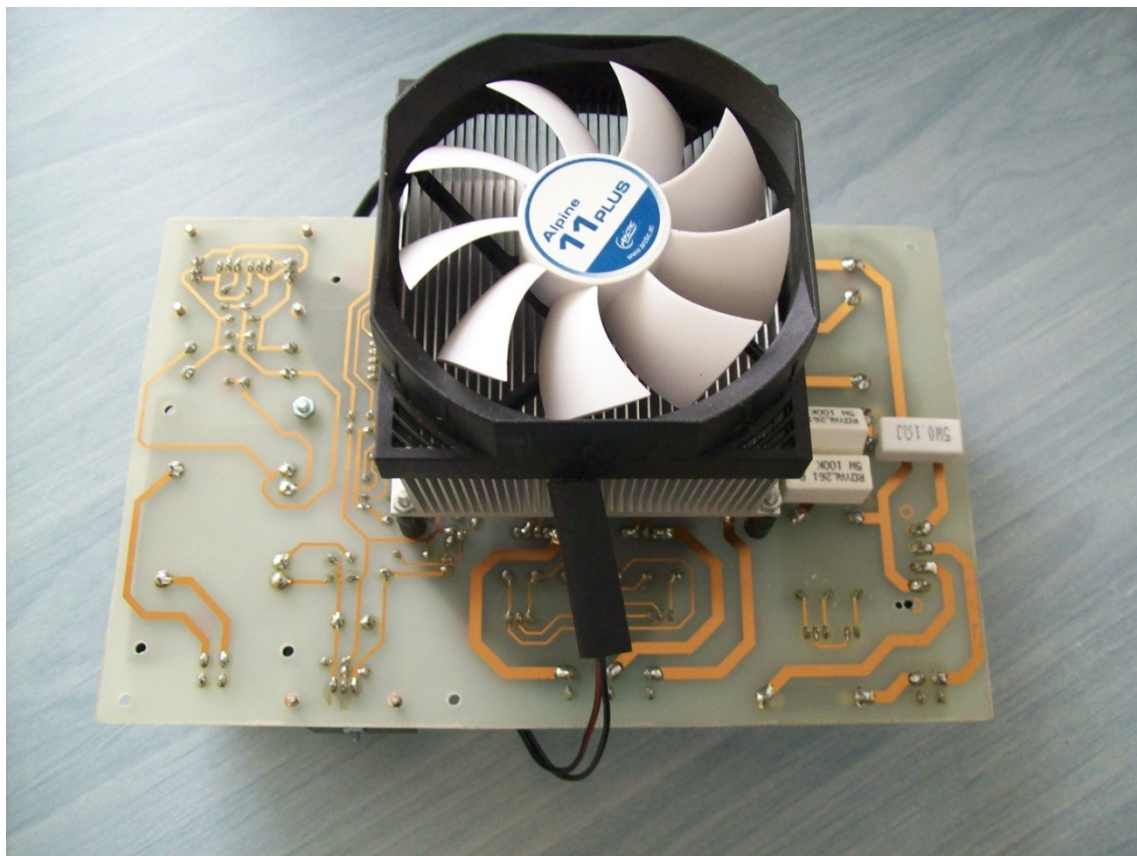
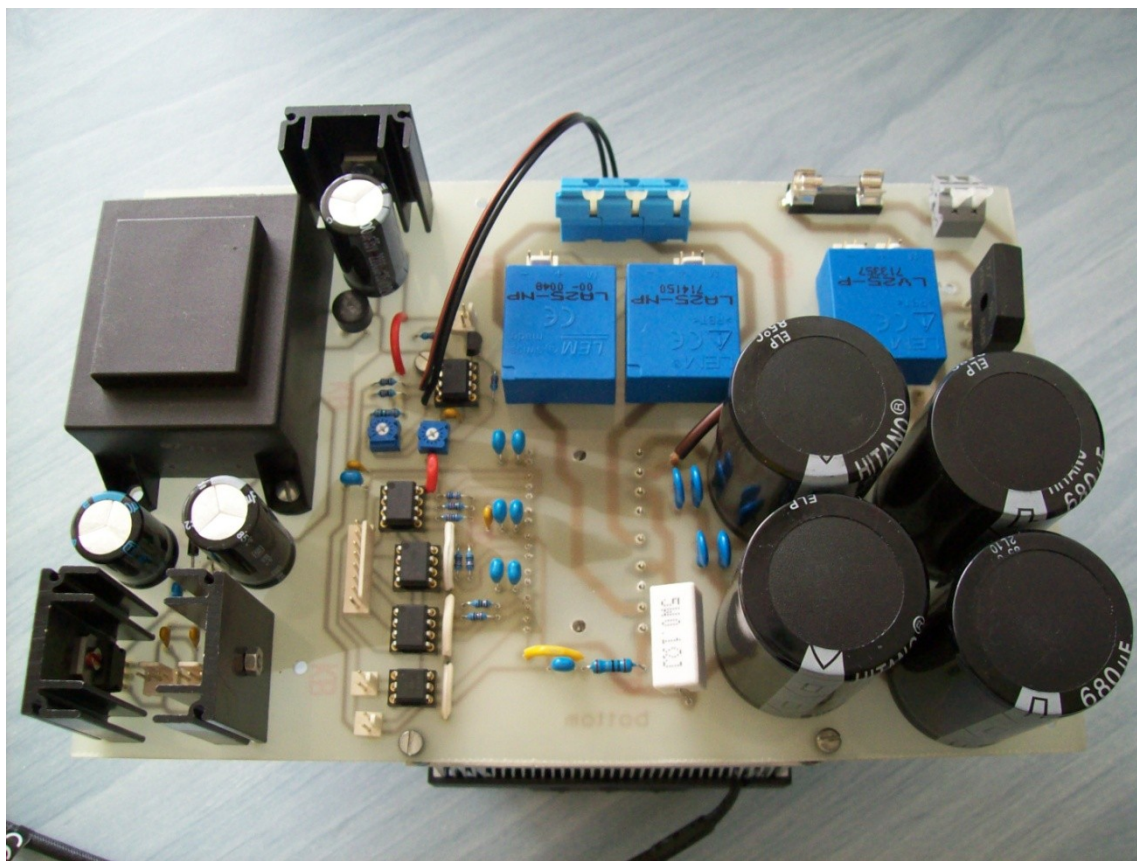
Příloha B: Vnitřní struktura hybridního modulu a zároveň jeho typická aplikace

Příloha C: Schéma zapojení výkonové jednotky

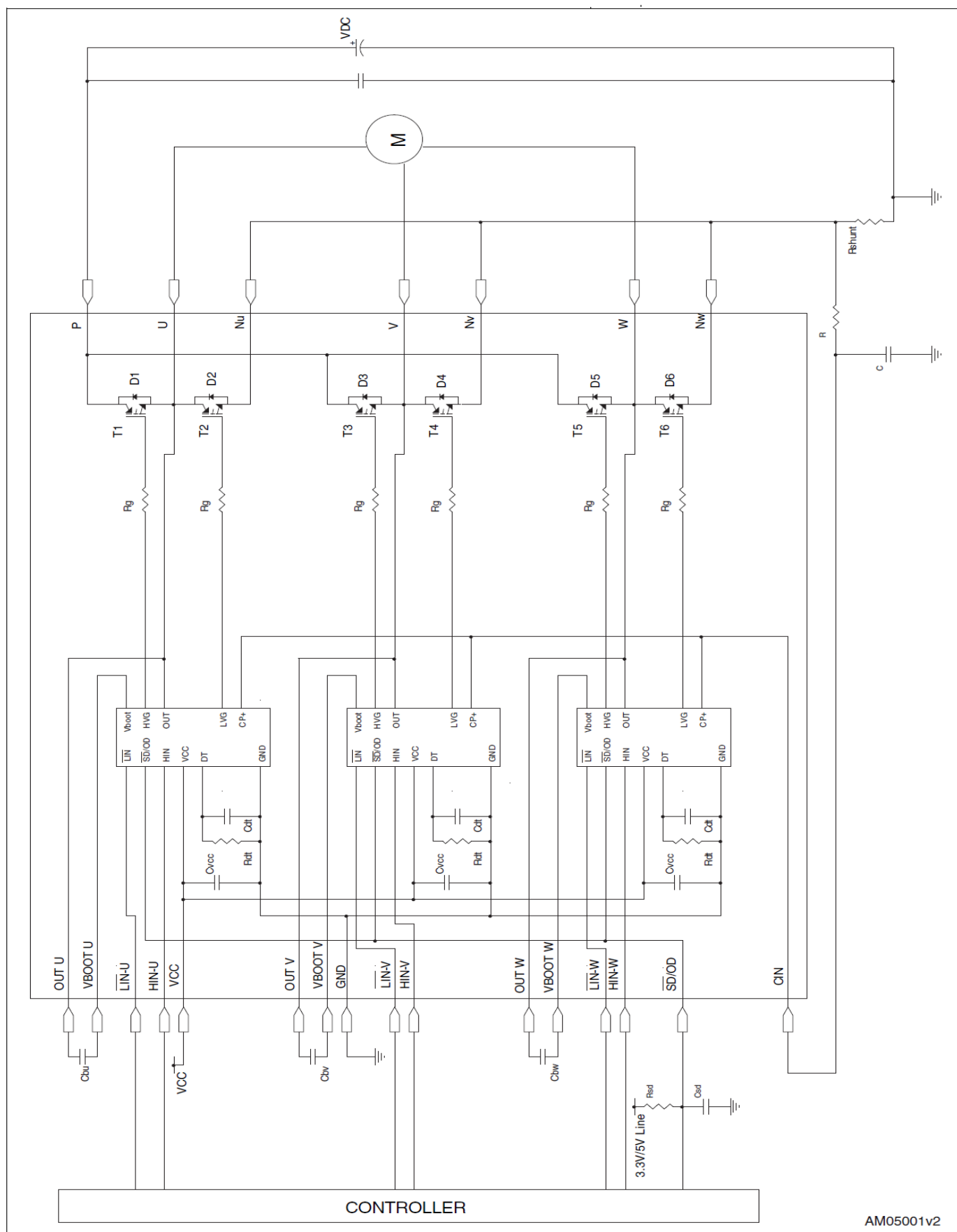
Příloha D: Deska plošných spojů výkonové jednotky

Příloha E: Seznam součástek

Příloha A: Fotografie výkonové jednotky

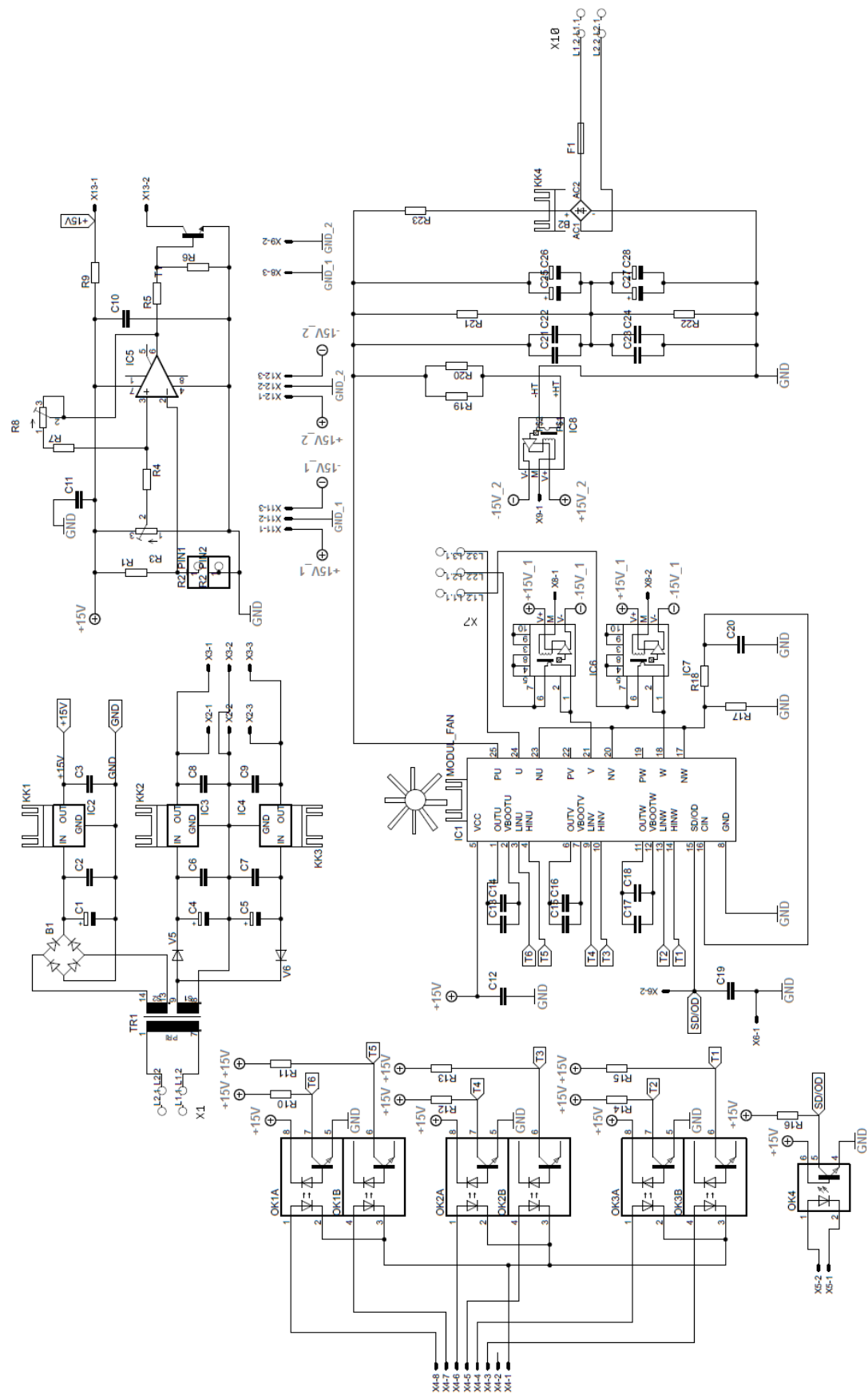


Příloha B: Vnitřní struktura hybridního modulu a zároveň jeho typická aplikace

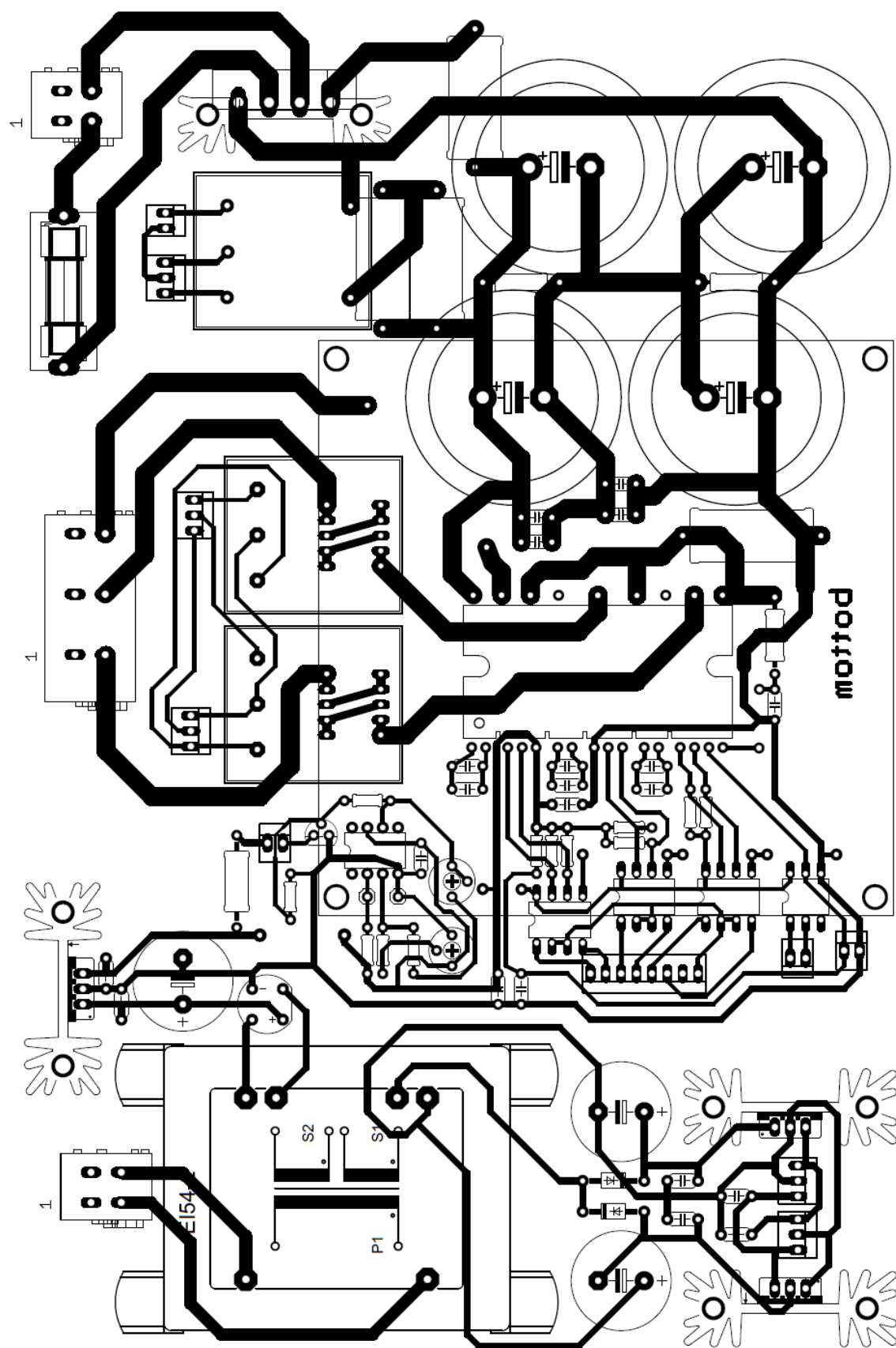


AM05001v2

Příloha C: Schéma zapojení výkonové jednotky



Příloha D: Deska plošných spojů výkonové jednotky



Příloha E: Seznam součástek

Název	Hodnota	Poznámka	Kusů
B ₁	1,5A/700V	Usměrňovací můstek B380C1500	1
B ₂	8A/560V	Usměrňovací můstek KBU808	1
C ₁ , C ₄ , C ₅	2200μF/35V	Elektrolytický	3
C ₂ , C ₆ , C ₇	0,33μF/50V	Keramický	3
C ₃ , C ₈ , C ₉ , C ₁₀ , C ₁₁ , C ₁₂	0,1μF/63V	Keramický	6
C ₁₃ , C ₁₄ , C ₁₅ , C ₁₆ , C ₁₇ , C ₁₈ , C ₁₉ , C ₂₀	1μF/50V	Keramický	8
C ₂₁ , C ₂₂ , C ₂₃ , C ₂₄	100nF/500V	Keramický	4
C ₂₅ , C ₂₆ , C ₂₇ , C ₂₈	680μF/400V	Elektrolytický	4
F ₁	8A	Pojistka trubičková + pouzdro do DPS	1
IC1	-	Hybr. modul STGIPS20K60	1
IC2, IC3	-	Stabilizátor napětí 7815	2
IC4	-	Stabilizátor napětí 7915	1
IC5	-	Integrovaný obvod TL071	1
IC6, IC7	-	Proudové čidlo LEM LA 25-NP	2
IC8	-	Napětové čidlo LEM LV 25-P	1
KK1, KK2, KK3, KK4	13K/W	Hliníkový chladič HS-130-38	4
MODUL FAN	-	Chladič ARCTIC Alpine 11 PLUS	1
OK1, OK2, OK3	-	Optočlen HCPL-2531	3
OK4	-	Optočlen VISHAY 4N25	1
R ₁ , R ₄ , R ₅ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅	10kΩ	Pouzdro 0204	9
R ₂ _PIN1, R ₂ _PIN2	-	Místo pro připojení NTC termistoru B57164K0103K	1
R ₃ , R ₈	10kΩ	Trimr PK50HK010	2
R ₆	15kΩ	Pouzdro 0204	1
R ₇	1kΩ	Pouzdro 0204	1
R ₉	15Ω	Pouzdro 0411/2W	1
R ₁₆	100kΩ	Pouzdro 0204	1
R ₁₇	0,1Ω	Pouzdro 0922/5W	1
R ₁₈	1,5Ω	Pouzdro 0309	1
R ₁₉ , R ₂₀	100kΩ	Pouzdro 0922/5W	2
R ₂₁ , R ₂₂	100kΩ	Pouzdro 0309/1W	2
R ₂₃	0,1Ω	Pouzdro 0922/5W	1
T1	-	Bipolární tranzistor BC337-25	1
TR1	2x15V	EI transformátor HAHN BV EI 541 1132	1
V5, V6	-	Dioda 1N4007	2
X1, X10	-	Pružinová svorkovnice WAGO 256-402	2
X2, X3, X8, X11, X12	-	Konektor se zámkem PSH02-03PG	5
X4	-	Konektor se zámkem PSH02-08PG	1
X5, X6, X13, X9	-	Konektor se zámkem PSH02-02PG	4
X7	-	Pružinová svorkovnice WAGO 256-764	(3x1)